

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

10/04/02
US PRO
J10009
12/06/01

In Re the Application of : Kazuo NAGATANI, et al.
Filed: : Concurrently herewith
For: : METHOD AND APPARATUS FOR
Serial No. : Concurrently herewith

Assistant Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

December 6, 2001

PRIORITY CLAIM AND
SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

SIR:

Applicant hereby claims priority under 35 USC 119 from JAPANESE patent application no. PCT/JP99/04037 filed July 28, 1999 a certified copy of which is enclosed.

Any fee, due as a result of this paper, not covered by an enclosed check, may be charged to Deposit Acct. No. 50-1290.

Respectfully submitted,

Samson Helfgot
Reg. No. 23,072

ROSENMAN & COLIN, LLP
575 MADISON AVENUE
IP Department
NEW YORK, NEW YORK 10022-2584
DOCKET NO.: FUSA 19.236
TELEPHONE: (212) 940-8800

11107888.30

#2
U.S. PRO 10/010263
10/010263
12/06/01

日本国特許庁

JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類は下記の出願書類の謄本に相違ないことを証明する。
This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed
with this Office.

出願年月日
Date of Application: 1999年7月28日

出願番号
Application Number: PCT/JP99/04037

出願人
Applicant(s): 富士通株式会社

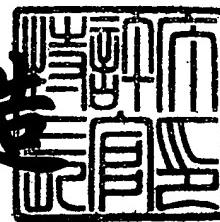
長谷 和男
大石 泰之
久保 徳郎
大出 高義
高野 健
馬庭 透

CERTIFIED COPY OF
PRIORITY DOCUMENT

2001年9月28日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及川耕造



出証平 13-500264

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

9901713

0	受理官庁記入欄 国際出願番号	
0-2	国際出願日	
0-3	(受付印)	
0-4	この特許協力条約に基づく 国際出願願書(様式 - PCT/R0/101)は、 右記によって作成された。	PCT-EASY Version 2.84 (updated 01.07.1999)
0-5	申立て 出願人は、この国際出願が特許 協力条約に従って処理されるこ とを請求する。	
0-6	出願人によって指定された 受理官庁	日本国特許庁 (R0/JP)
0-7	出願人又は代理人の書類記 号	9901713
I	発明の名称	無線装置の歪補償方法及び歪補償装置
II	出願人 この欄に記載した者は 右の指定国についての出願人で ある。 名称 Name あて名: Address:	出願人である (applicant only) 米国を除くすべての指定国 (all designated States except US) 富士通株式会社 FUJITSU LIMITED 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
II-6	国籍 (国名)	日本国 JP
II-7	住所 (国名)	日本国 JP
II-8	電話番号	044-754-3034
II-9	ファクシミリ番号	044-754-3563

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本(出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

9901713

III-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-1-2	右の指定国についての出願人である。 氏名(姓名) Name (LAST, First)	長谷 和男 NAGATANI, Kazuo 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-1-5en	あて名: Address:	日本国 JP
III-1-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-1-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-2	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-2-1	右の指定国についての出願人である。 氏名(姓名) Name (LAST, First)	大石 泰之 OISHI, Yasuyuki 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-2-5en	あて名: Address:	日本国 JP
III-2-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-2-7	住所 (国名)	日本国 JP
III-3	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-3-1	右の指定国についての出願人である。 氏名(姓名) Name (LAST, First)	久保 徳郎 KUBO, Tokuro 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内 c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-3-5en	あて名: Address:	日本国 JP
III-3-6	国籍 (国名)	日本国 JP
III-3-7	住所 (国名)	日本国 JP

特許協力条約に基づく国際出願願書

原本 (出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

9901713

III-4 III-4-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-4-2	右の指定国についての出願人で ある。	大出 高義 ODE, Takayoshi 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
III-4-4ja III-4-4en III-4-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-4-5en	Address:	日本国 JP
III-4-6 III-4-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP
III-5 III-5-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-5-2	右の指定国についての出願人で ある。	高野 健 TAKANO, Takeshi 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
III-5-4ja III-5-4en III-5-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-5-5en	Address:	日本国 JP
III-5-6 III-5-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP
III-6 III-6-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor) 米国のみ (US only)
III-6-2	右の指定国についての出願人で ある。	馬庭 透 MANIWA, Toru 211-8588 日本国 神奈川県 川崎市 中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
III-6-4ja III-6-4en III-6-5ja	氏名(姓名) Name (LAST, First) あて名:	c/o FUJITSU LIMITED, 1-1, Kamikodanaka 4-chome, Nakahara-ku, Kawasaki-shi, Kanagawa 211-8588 Japan
III-6-5en	Address:	日本国 JP
III-6-6 III-6-7	国籍(国名) 住所(国名)	日本国 JP

特許協力条約に基づく国際出願願書

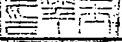
原本(出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

9901713

IV-1	代理人又は共通の代表者、 通知のあて名 下記の者は国際機関において右 記のごとく出願人のために行動 する。 氏名(姓名) Name (LAST, First)		代理人 (agent) 斎藤 千幹 SAITO, Chimoto 262-0033 日本国 千葉県 千葉市 花見川区幕張本郷1丁目14番10号 幸栄パレス202 斎藤特許事務所 Saito Patent Office, Koei-Palace 202, 14-10, Makuharihongo 1-chome, Hanamigawa-ku, Chiba-shi, Chiba 262-0033 Japan 043-271-8176 043-271-8318 saipat@mb.infoweb.ne.jp	
IV-1-1ja				
IV-1-1en				
IV-1-2ja	あて名:			
IV-1-2en	Address:			
IV-1-3	電話番号			
IV-1-4	ファクシミリ番号			
IV-1-5	電子メール			
V	国の指定			
V-1	広域特許 (他の種類の保護又は取扱いを 求める場合には括弧内に記載す る。)		EP: AT BE CH&LI CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LU MC NL PT SE 及びヨーロッパ特許条約と特許協力条約の締約国 である他の国	
V-2	国内特許 (他の種類の保護又は取扱いを 求める場合には括弧内に記載す る。)		JP US	
V-5	指定の確認の宣言 出願人は、上記の指定に加えて 、規則4.9(b)の規定に基づき、 特許協力条約のもとで認められ る他の全ての国の指定を行う。 ただし、V-6欄に示した国の指 定を除く。出願人は、これらの 追加される指定が確認を条件と していること、並びに優先日か ら15月が経過する前にその確認 がなされない指定は、この期間 の経過時に、出願人によって取 り下げられたものとみなされる ことを宣言する。			
V-6	指定の確認から除かれる国		なし (NONE)	
VII	優先権主張		なし (NONE)	
VII-1	特定された国際調査機関 (ISA/JP)		日本国特許庁 (ISA/JP)	
VIII	照合欄		用紙の枚数	
VIII-1	願書		5	-
VIII-2	明細書		19	-
VIII-3	請求の範囲		4	-
VIII-4	要約		1	9901713.txt
VIII-5	図面		25	-
VIII-7	合計		54	

特許協力条約に基づく国際出願願書
原本（出願用） - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

9901713

	添付書類	添付	添付された電子データ
VIII-8	手数料計算用紙	✓	-
VIII-10	包括委任状の写し	✓	-
VIII-16	PCT-EASYディスク	-	フレキシブルディスク
VIII-17	その他	納付する手数料に相当する特許印紙を貼付した書面	-
VIII-17	その他	国際事務局の口座への振込を証明する書面	-
VIII-18	要約書とともに提示する図の番号	1	
VIII-19	国際出願の使用言語名：	日本語 (Japanese)	
IX-1	提出者の記名押印		
IX-1-1	氏名(姓名)	斎藤 千幹	

受理官庁記入欄

10-1	国際出願として提出された書類の実際の受理の日	
10-2	図面： 10-2-1 受理された 10-2-2 不足図面がある	
10-3	国際出願として提出された書類を補完する書類又は図面であってその後期間内に提出されたものの実際の受理の日(訂正日)	
10-4	特許協力条約第11条(2)に基づく必要な補完の期間内の受理の日	
10-5	出願人により特定された国際調査機関	ISA/JP
10-6	調査手数料未払いにつき、国際調査機関に調査用写しを送付していない	

国際事務局記入欄

11-1	記録原本の受理の日	
------	-----------	--

特許協力条約に基づく国際出願願書(願書付属
書一手数料計算用紙)

9901713

原本(出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

[この用紙は、国際出願の一部を構成せず、国際出願の用紙の枚数に算入しない]

0	受理官庁記入欄 国際出願番号		
0-2	受理官庁の日付印		
0-4	(付属書) この特許協力条約に基づく 国際出願願書付属書(様式 - PCT/R0/101(Annex))は、 右記によって作成された。		
0-4-1		PCT-EASY Version 2.84 (updated 01.07.1999)	
0-9	出願人又は代理人の書類記 号	9901713	
2	出願人	富士通株式会社	
12	所定の手数料の計算	金額/係數	小計(JPY)
12-1	送付手数料 T	⇒	18,000
12-2	調査手数料 S	⇒	77,000
12-3	国際手数料 基本手数料 (最初の30枚まで) b1	54,800	
12-4	30枚を越える用紙の枚数	24	
12-5	用紙1枚の手数料 (X)	1,300	
12-6	合計の手数料 b2	31,200	
12-7	b1 + b2 = B	86,000	
12-8	指定手数料 国際出願に含まれる指定国 数	3	
12-9	支払うべき指定手数料の数 (上限は10)	3	
12-10	1指定当たりの手数料 (X)	12,600	
12-11	合計の指定手数料 D	37,800	
12-12	PCT-EASYによる料金の 減額 R	-16,900	
12-13	国際手数料の合計 (B+D-R) I	⇒	106,900
12-17	納付するべき手数料の合計 (T+S+I+P)	⇒	201,900
12-19	支払方法	送付手数料: 特許印紙 調査手数料: 特許印紙 国際手数料: 銀行口座への振込み 優先権証明書請求手数料:	

EASYによるチェック結果と出願人による言及

13-1-1	出願人による言及 注釈	8471 弁理士 斎藤千幹
13-2-2	EASYによるチェック結果 指定国	Green? より多くの指定が可能です。確認してください。

特許協力条約に基づく国際出願願書(願書付属
書一手数料計算用紙)

9901713

原本(出願用) - 印刷日時 1999年07月27日 (27.07.1999) 火曜日 16時07分33秒

13-2-4	EASYによるチェック結果 優先権	Green? 優先権の主張が一つもなされていませんが、よろしいですか？
13-2-6	EASYによるチェック結果 内訳	Green? 添付書類“包括委任状の写し”の包括委任状番号が記入されていません。
13-2-9	EASYによるチェック結果 注釈	Yellow! 願書に表示しなければならない通常の項目はすべて他のPCT-EASYの機能で入力することができます。言及を用いた表示の有効性について確認してください。
13-2-10	EASYによるチェック結果 受理官庁／国際事務局記入欄	Green? この願書を作成したPCT-EASYは英語版ないし西欧言語版以外のWindows上で動作しています。ASCII文字以外の文字について、願書と電子データを注意して比較してください。

明細書

無線装置の歪補償方法及び歪補償装置

技術分野

本発明は無線装置の歪補償方法及び歪補償装置に係り、特に、無線装置における送信電力増幅器の非線形歪を抑え、隣接チャネル漏洩電力を低減する歪補償方法及び歪補償装置に関する。

背景技術

近年周波数資源が逼迫し、無線通信に於いてデジタル化による高能率伝送が多く用いられるようになってきた。無線通信に多値振幅変調方式を適用する場合、送信側特に電力増幅器の増幅特性を直線化して非線形歪を抑え、隣接チャネル漏洩電力を低減する技術が重要であり、また線型性に劣る増幅器を使用し電力効率の向上を図る場合はそれによる歪発生を補償する技術が必須である。

図22は従来の無線機における送信装置の一例を示すブロック図であり、送信信号発生装置1はシリアルのデジタルデータ列を送出し、シリアル／パラレル変換器(S/P変換器)2はデジタルデータ列を1ビットづつ交互に振り分け同相成分信号(I信号: In-phase component)と直交成分信号(Q信号: Quadrature component)の2系列に変換する。DA変換器3はI信号、Q信号のそれぞれをアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器4に入力する。直交変調器4は入力されたI信号、Q信号(送信ベースバンド信号)にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器5は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器6は周波数変換器5から出力された搬送波を電力増幅して空中線(アンテナ)7より空中に放射する。

かかる送信装置において、送信電力増幅器の入出力特性(歪関数f(p))は図23(a)の点線で示すように非直線性になる。この非直線特性により非線形歪が発生し、送信周波数 f_0 周辺の周波数スペクトラムは図23(b)の点線に示すようにサイドロープが持ち上がり、隣接チャネルに漏洩し、隣接妨害を生じる。このため、フィードバック系の歪補償技術としてカルテジアンループ方式、ポーラーループ方式等が提案され、電力増幅器の歪抑圧を行っている。

図24はD S Pを用いたディジタル非線形歪補償機能を備えた送信装置のブロック図である。送信信号発生装置1から送出されるディジタルデータ群（変調信号）は、S/P変換器2においてI信号、Q信号の2系列に変換されてD S Pで構成される歪補償部8に入力される。歪補償部8は機能的に図25に示すように、変調信号のパワーレベル0~1023に応じた歪補償係数 $h(p_i)$ ($i=0\sim1023$)を記憶する歪補償係数記憶部8a、変調信号レベルに応じた歪補償係数 $h(p_i)$ を用いて該変調信号に歪補償処理（プリディストーション）をほどこすプリディストーション8b、変調信号と後述する直交検波器で復調された復調信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(p_i)$ を演算、更新する歪補償係数演算部8cを備えている。

歪補償部8は変調信号のレベルに応じた歪補償係数 $h(p_i)$ を用いて該変調信号にプリディストーション処理を施し、D A変換器3に入力する。D A変換器3は入力されたI信号とQ信号をアナログのベースバンド信号に変換して直交変調器4に入力する。直交変調器4は入力されたI信号、Q信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算し、乗算結果を加算することにより直交変換を行って出力する。周波数変換器5は直交変調信号と局部発振信号をミキシングして周波数変換し、送信電力増幅器6は周波数変換器5から出力された搬送波信号を電力増幅して空中線（アンテナ）7より空中に放射する。送信信号の一部は方向性結合器9を介して周波数変換器10に入力され、ここで周波数変換されて直交検波器11に入力される。直交検波器11は入力信号にそれぞれ基準搬送波とこれを90°移相した信号を乗算して直交検波を行い、送信側におけるベースバンドのI、Q信号を再現してA D変換器12に入力する。A D変換器12は入力されたI、Q信号をディジタルに変換して歪補償部8に入力する。歪補償部8はLMS（Least Mean Square）アルゴリズムを用いた適応信号処理により変調信号と直交検波器で復調された復調信号を比較し、その差が零となるように歪補償係数 $h(p_i)$ を演算、更新する。ついで、次の送信すべき変調信号に更新した歪補償係数を用いてプリディストーション処理を施して出力する。以後、上記動作を繰り返すことにより、送信電力増幅器6の非線形歪を抑えて隣接チャネル漏洩電力を低減する。

図26は適応LMSによる歪補償処理の説明図である。15aは変調信号（入力ベースバンド信号） $x(t)$ に歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を乗算する乗算器（図25のプリディストーション部8bに対応）、15bは歪関数 $f(p)$ を有する送信電力増幅器、15cは送信電力増幅器からの出力信号 $y(t)$ を帰還する帰還系、15dは変調信号 $x(t)$ のパワー $p (=x(t)^2)$ を演算する演算部（振幅一電力変換部）、15eは変調信号 $x(t)$ の各パワーに応じた歪補償係数を記憶する歪補償係数記憶部（図25の歪補償係数記憶部8aに対応）であり、変調信号 $x(t)$ のパワー p に応じた歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を出力すると共に、LMSアルゴリズムにより求まる歪補償係数 $h_n(p)$ で歪補償係数 $h_{n-1}(p)$ を更新する。

15fは共役複素信号出力部、15gは変調信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ を出力する減算器、15hは $e(t)$ と $u^*(t)$ の乗算を行う乗算器、15iは $h_{n-1}(p)$ と $y^*(t)$ の乗算を行う乗算器、15jはステップサイズパラメータ μ を乗算する乗算器、15kは $h_{n-1}(p)$ と $\mu e(t) u^*(t)$ を加算する加算器、15m、15n、15pは遅延部であり、変調信号 $x(t)$ が入力してから帰還復調信号 $y(t)$ が減算器15gに入力するまでの遅延時間を入力信号に付加する。15f、15h～15jは回転演算部16を構成する。 $u(t)$ は歪を受けた信号である。上記構成により、以下に示す演算が行われる。

$$h_n(p) = h_{n-1}(p) + \mu e(t) u^*(t)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p) x(t) f(p)$$

$$u(t) = x(t) f(p) = h_{n-1}^*(p) y(t)$$

$$P = |x(t)|^2$$

ただし、 x 、 y 、 f 、 h 、 u 、 e は複素数、 $*$ は共役複素数である。上記演算処理を行うことにより、変調信号 $x(t)$ と帰還復調信号 $y(t)$ の差 $e(t)$ が最小となるように歪補償係数 $h(p)$ が更新され、最終的に最適の歪補償係数値に収束し、送信電力増幅器の歪が補償される。

図27は $x(t) = I(t) + j Q(t)$ として表現した送信装置の全体の構成図であり、図24、図26と同一部分には同一符号を付している。

以上のように、デジタル非線形歪補償方式は、変調信号により直交変調して

得られる搬送波を帰還検波し、変調信号（送信ベースバンド信号）と帰還信号（帰還ベースバンド信号）の振幅をデジタル変換して比較し、比較結果に基づいて歪補償係数をリアルタイムに更新するという原理である。

ところで、実際の送信電力増幅器は、図28の周波数スペクトラムF S 1で示すように、中心周波数 f_0 に対して正負の周波数領域で異なる不要輻射電力を発生する現象がある（周波数非対称性歪）。また、周波数非対称性歪はデバイスの個体差により異なっている。かかる現象は、送信電力増幅器の歪関数が入力電力の瞬時値 p だけでなく過去の入力電力値にも依存するためである。

従来の歪補償処理（プリディストーション）では、歪関数 $f(p)$ が入力電力の瞬時値 p のみに依存するものであるとして歪補償係数の更新を行うものであった。このため、従来の歪補償処理（プリディストーション）を施した場合における周波数スペクトラムF S 2は図28に示すようになり、歪の抑圧効果は得られるが、十分な歪抑圧効果を得られない問題があった。

以上より、本発明の目的は、周波数非対称性歪を補償でき、十分な歪抑圧効果を発揮できるようにすることである。

又、本発明の目的は、デバイスが持つ個体差によるリ歪補償効果のばらつきをなくすことである。

発明の開示

本発明によれば、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数をメモリに記憶し、現在の送信信号と過去の送信信号に応じた歪補償係数をメモリから読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施し、歪補償処理を施された送信信号を送信電力増幅器で増幅して送信し、歪補償前の送信信号と送信増幅器の出力信号に基づいて前記歪補償係数を更新する。このように、送信電力増幅器の歪補償係数を現在及び過去の送信信号の関数として求め、該歪補償係数を用いて補償することにより、周波数非対称性歪を十分抑圧し、デバイスが持つ個体差による歪補償効果のばらつきをなくすことができる。

この場合、現在の送信信号と過去に送信した複数の信号に対応する1つの歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行する。

又、現在の送信信号と前回送信した信号に対応する歪補償係数をメモリから読

み出して歪補償処理を実行する。

又、現在の送信信号と現在及び前回送信した信号の差分に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行する。

又、現在の送信信号の瞬時値と包絡線微分値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行する。

又、現在の送信信号の電力値と過去に送信した信号の電力値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行する。

又、現在の送信信号の振幅値と過去に送信した信号の振幅値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行する。

図面の簡単な説明

図1は本発明の基本構成図である。

図2は本発明の第1実施例の構成図である。

図3は歪補償係数テーブルの説明図である。

図4は本発明の周波数スペクトラム特性図である。

図5はシミュレーションに用いた送信信号の特性図表である。

図6はアンプの振幅特性である。

図7はアンプの位相特性である。

図8はアンプのシミュレーションモデルである。

図9はLMSアルゴリズムに従って歪補償係数を更新する実施例である。

図10はRLSアルゴリズムに従って歪補償係数を更新する実施例である。

図11は第1実施例の第1変形例である。

図12は歪補償係数テーブルの説明図である。

図13は第1実施例の第2変形例である。

図14は第1実施例の第3変形例である。

図15は歪補償係数テーブルの説明図である。

図16は第3変形例の別の構成図である。

図17は第3変形例の更に別の構成図である。

図18は歪補償係数テーブルの説明図である。

図19は本発明の第2実施例の構成図である。

図20は第2実施例の歪補償係数テーブルの説明図である。

図21は第2実施例の第1変形例である。

図22は従来の送信装置の構成図である。

図23は送信電力増幅器の非直線性による問題点の説明図である。

図24は従来のデジタル非線形歪補償機能を備えた送信装置の構成図である

。図25は歪補償部の機能構成図である。

図26は歪補償処理の説明図である。

図27は従来の送信装置の全体の構成図である。

図28は従来の周波数スペクトラム特性である。

発明を実施するための最良の形態

(A) 本発明の基本構成

図1は本発明の基本構成図であり、21は送信信号発生装置、22は送信電力増幅器の歪を補正する歪補償係数を記憶する歪補償係数テーブル（RAMなどのメモリ）、23は現在の送信信号値と過去の1以上の送信信号値を記憶する遅延器DLCを備え、これら信号に基づいて歪補償係数テーブル（RAM）のアドレス信号を出力するアドレス発生部、24は現在の送信信号値と過去の1以上の送信信号値に応じた歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施して送信電力増幅器に入力する歪補償付与部、25は歪補償係数を更新して歪補償係数テーブル22に記憶する歪補償係数更新部、26は送信信号を変調する変調部、27は送信電力増幅器、28はアンテナ、29は送信電力増幅器の出力信号の一部を分岐する方向性結合器、30は送信電力増幅器の出力信号を復調する復調部である

。 予め、送信電力増幅器27の歪を補正するための歪補償係数の初期値を、メモリ23に記憶しておく。送信信号発生装置21より送信信号が発生すれば、アドレス発生部23は現在の送信信号と過去の送信信号に対応するアドレスAを発生し、該アドレスより歪補償係数を読み出して歪補償付与部24に入力する。歪補償付与部24は該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施して出力する。変調部26は歪補償された送信信号を変調し、送信電力増幅器27は該変調され

た信号を増幅してアンテナ 28 より送信する。復調器 30 は方向性結合器 29 から入力する送信電力増幅器 27 の出力信号を復調して歪補償係数更新部 25 に入力し、歪補償係数更新部 25 は歪補償前の送信信号と復調信号の差が零となるように前記歪補償係数を更新し、アドレス A に記憶する。

(B) 第 1 実施例

図 2 は本発明の第 1 実施例の構成図であり、歪補償方式として極座標系歪補償方式(ポーラループ方式)を採用した例であり、図 1 と同一部分には同一符号を付している。この第 1 実施例は、歪補償係数を現在の送信信号の電力 $p(t)$ 、今回と前回の送信電力の差 Δp の関数として求める例である。

図中、31 はシリアル／パラレル変換器(S/P 変換器)で、送信信号発生装置 21 から出力するシリアルデータを 1 ビットづつ交互に振り分けて同相成分信号(I 信号)と直交成分信号(Q 信号)の 2 系列に変換する。32 は歪補償付与部 24 から出力する歪補償された直交信号(I 信号、Q 信号)をアナログに変換する DA 変換器、33 は復調器 30 から出力する直交復調信号(I' 信号、Q' 信号)をデジタルに変換する AD 変換器である。

歪補償係数テーブル 22 には、現在の送信信号電力を $p(t)$ 、直前の送信電力を $p(t-1)$ 、その差分を $\Delta p (= p(t) - p(t-1))$ とすれば、図 3 に示すように、 $p(t)$ と Δp の組み合わせに対応させて複素数の歪補償係数 $h(p(t), \Delta p)$ が記憶されている。

アドレス発生部 23 は、 $p(t) = I(t)^2 + Q(t)^2$ により送信信号の電力値を演算する振幅-電力変換部 23a、時間 Δt 前の電力値 $p(t-1)$ を出力する遅延回路 23b、 $p(t), p(t-1)$ を入力され、 $p(t)$ を上位アドレス、 $\Delta p (= p(t) - p(t-1))$ を下位アドレスとするアドレス A ($p(t), \Delta p$) を発生する DSP 等のアドレス演算部 23c、時間 Δt 後にアドレス A ($p(t), \Delta p$) を出力する遅延回路 23d を有している。

歪補償付与部 24 は、直交信号 $I + j Q$ とアドレス A ($p(t), \Delta p$) から読み出された歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ との複素乗算を行って直交信号に歪補償処理を施す。アドレス A ($p(t), \Delta p$) に記憶されている歪補償係数 $h(p(t), \Delta p)$ を $h_i + j h_q$ とすれば、歪補償付与部 24 は

$$(I+jQ) \times (h_i + j h_q) \quad (1)$$

の演算を行い、歪補償を施した直交信号

$$(I \cdot h_i - Q \cdot h_q) + j(I \cdot h_q + Q \cdot h_i)$$

を出力する。

歪補償係数更新部25は、歪補償前の直交信号と復調器(直交検波器)30から出力する復調信号の差が零となるようにLMSアルゴリズムあるいはRLSアルゴリズムを用いた適応信号処理によりアドレスA(p(t), Δp)から読み出された歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ を更新し $(h_{n-1}(p(t), \Delta p) \rightarrow h_n(p(t), \Delta p))$ 、該更新後の歪補償係数 $h_n(p(t), \Delta p)$ を元のアドレスA(p(t), Δp)に格納する。すなわち、歪補償係数更新部25において、遅延回路41はS/P変換部31から出力する直交信号を所定時間遅延し、減算器42は該直交信号 $x(t) (=I(t)+jQ(t))$ と帰還復調信号 $y(t) (=I(t)' + jQ(t)')$ の誤差 $e(t)$ を出力し、回転演算部43は誤差信号 $e(t)$ に回転演算を施し、遅延回路44は歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ を所定時間遅延し、加算器45は回転演算結果と歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ を加算して歪補償係数を更新し $(h_{n-1}(p(t), \Delta p) \rightarrow h_n(p(t), \Delta p))$ 、更新後の歪補償係数 $h_n(p(t), \Delta p)$ をメモリアドレスA(p(t), Δp)に格納する。

全体の処理を説明すると、予め、 $p(t)$ と Δp の組み合わせに対応させて歪補償係数 $h(p(t), \Delta p)$ の初期値を歪補償係数テーブル22に記憶する。かかる状態において、送信信号発生装置21から送信信号が発生すれば、S/P変換器31は送信信号を同相成分信号(I信号)と直交成分信号(Q信号)の直交信号に変換し、アドレス発生部23と歪補償付与部24と歪補償係数更新部25に入力する。アドレス発生部23は、直交信号より送信信号の電力値 $p(t)$ を演算すると共に、今回と前回の電力値の差分 Δp を演算し、 $p(t)$ を上位アドレス、 Δp を下位アドレスとするアドレスA(p(t), Δp)を発生し、歪補償係数テーブル22より歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ を読み出して歪補償付与部24に入力する。歪補償付与部24は、(1)式の演算を行って直交信号に歪補償処理を施す。DA変換器32は歪補償された直交信号の各成分をアナログ信号に変換し、直交変調器26は歪補償された直交信号に直交変調を施し、送信電力増幅器27は該直交変調された信号を増幅してアンテナ28より送信する。

復調器（直交検波器）30は方向性結合器29から入力する送信電力増幅器27の出力信号を復調し、AD変換器33は復調信号の各成分をデジタル信号に変換して歪補償係数更新部25に入力する。歪補償係数更新部25は歪補償前の直交信号と復調信号の差が零となるように適応信号処理により歪補償係数を更新し ($h_{n-1}(p(t), \Delta p) \rightarrow h_n(p(t), \Delta p)$)、該歪補償係数 $h_n(p(t), \Delta p)$ を遅延回路23dが示すアドレスA ($p(t), \Delta p$) に格納する。以後、上記動作が繰り返され、歪補償係数は一定値に収束する。

図4は本実施例における周波数スペクトラムFS3のシミュレーション結果であり、サイドローブが抑制されている。FS1は歪補償処理をしない場合のスペクトラム特性、FS2は従来の歪補償処理を施した場合における周波数スペクトラムである。

シミュレーションでは、W-CDMA方式に適用した場合のリニアライゼーションの効果を見るために、図5に示すように、送信信号として60コード(60チャンネル)多重信号を用い、コード多重信号のピーク値を13.5コードで抑圧し、コード多重信号をロールオフファクタ $\alpha=0.22$ のルートナイキストフィルタでフィルタリングする。尚、チップ周波数は4.096Mbps、キャリアレートは 64kbpsである。

又、シミュレーションで用いたアンプの正規化入力電力-利得特性を図6に示し、アンプの正規化入力電力-位相特性を図7に示す。入力電力-利得特性からわかるように-6dB近辺からアンプが飽和し始めている。このアンプのモデルを図8に示す。このモデルでは、入力包絡線信号の時間微分値 v に応じた利得変動関数 $g(v)$ を導入し、歪 $f(p)$ (p は送信電力) を受けた入力信号 $x(t)$ に $g(v)$ を乗算した信号 $y(t)$ がアンプから出力するもとしている。すなわち、アンプの歪は、 $p (= |x|^2)$, $x'(t)$ に依存するものとしてシミュレーションを行っている。但し、利得変動関数 $g(v)$ は次式で与えられ、 r は利得変動係数であり、0.1である。

$$g(v) = \begin{cases} 1+r & v < -1 \\ 1-r \sin\left(\frac{\pi}{2}v\right) & |v| \leq 1 \\ 1-r & v > 1 \end{cases} \quad (2)$$

(a) LMSアルゴリズムにより歪補償係数を更新する場合の実施例

図9はLMSアルゴリズムに基づく適応信号処理により歪補償係数を更新するようすに第1実施例の歪補償係数更新部25を実現した例である。図9の実施例において、図2の第1実施例と同一部分には同一符号を付しており、異なる点は、

- (1) 歪補償係数更新部25の回転演算部43をLMSアルゴリズムに従って係数更新するように構成した点、
- (2) アドレス発生部23のDSP23cに替えて今回と前回の電力値の差分 $\Delta p (= p(t) - p(t-\Delta t))$ を演算する演算部23c'を設けている点、
である。

回転演算部43において、43aは復調信号 $y(t)$ の共役複素信号 $y^*(t)$ を出力する共役複素信号出力部、43bは歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ と $y^*(t)$ の乗算を行って $u(t)$ の共役複素信号 $u^*(t)$ を出力する乗算器、43cは誤差信号 $e(t)$ と $u^*(t)$ の乗算を行う乗算器、43dはステップサイズパラメータ μ を乗算して $\mu e(t) u^*(t)$ を出力する乗算器である。

歪補償係数更新部25は、以下のLMSアルゴリズムに従って歪補償係数を更新する。ただし、 x 、 y 、 f 、 h 、 u 、 e は複素数である。

$$h_n(p(t), \Delta p) = h_{n-1}(p(t), \Delta p) + \mu \cdot e(t) \cdot u^*(t) \quad (3)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$u(t) = x(t) \cdot f(p(t), \Delta p)$$

$$= h_{n-1}^*(p(t), \Delta p) \cdot y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p(t), \Delta p) \cdot x(t) \cdot f(p(t), \Delta p)$$

$$p(t) = |x(t)|^2$$

$$\Delta p = p(t-1) - p(t)$$

すなわち、歪補償係数は、(3)式により更新され、更新後の歪補償係数 $h_n(p(t), \Delta p)$ は更新前の歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ に置き替わって歪補償係数テーブル22に格納される。

る。

(b) RLSアルゴリズムにより歪補償係数を更新する場合の実施例

図10はRLSアルゴリズムに基づく適応信号処理により歪補償係数を更新する

ようすに第1実施例の歪補償係数更新部25を実現した例である。図10の実施例において、図2の第1実施例と同一部分には同一符号を付しており、異なる点は

- (1) 歪補償係数更新部の回転演算部43をRLSアルゴリズムに従って係数更新するように構成した点、
- (2) アドレス発生部23のDSP23cに替えて今回と前回の電力値の差分 $\Delta p (= p(t) - p(t-\Delta t))$ を演算する演算部23c'を設けている点、である。

回転演算部43において、43a'は歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ の共役複素信号 $h_{n-1}^*(p(t), \Delta p)$ を出力する共役複素信号出力部、43b'は復調信号 $y(t)$ と信号 $h_{n-1}^*(p(t), \Delta p)$ の乗算を行って $u(t)$ を出力する乗算器、43c'は $u(t)$ の共役複素信号 $u^*(t)$ を出力する共役複素信号出力部、43d'は $P(t-1)$ と $1/\lambda$ の乗算を行う乗算部、43e'は $T(t) = \lambda^{-1} \cdot P(t-1) \cdot u(t)$ の演算を行う乗算器、43f'は $u^*(t) \cdot T(t-1)$ を演算して出力する乗算器、43g'は $(v + u^*(t) \cdot T(t))$ を演算して出力する加算器、43h'は $K(t) = T(t) / (v + u^*(t) \cdot T(t))$ を演算する除算器、43i'は $T(t)$ の共役複素信号 $T^*(t)$ を出力する共役複素信号出力部、43j'は $K(t) \cdot T^*(t)$ を演算して出力する乗算器、43k'は

$P(t) = \lambda^{-1} \cdot P(t-1) - K(t) \cdot T^*(t)$ を演算する加算器、43m'は $K(t)$ の共役複素信号 $K^*(t)$ を出力する共役複素信号出力部、43n'は $e(t) \cdot K^*(t)$ を演算して出力する乗算器である。

歪補償係数更新部25は、以下のRLSアルゴリズムに従って歪補償係数を更新する。ただし、 $x, y, f, h, u, e, K, P, T$ は複素数である。

$$h_n(p(t), \Delta p) = h_{n-1}(p(t), \Delta p) + e(t) \cdot K^*(t) \quad (4)$$

$$K(t) = T(t) / (v + u^*(t) \cdot T(t))$$

$$P(t) = \lambda^{-1} \cdot P(t-1) - K(t) \cdot T^*(t)$$

$$T(t) = \lambda^{-1} \cdot P(t-1) \cdot u(t)$$

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$u(t) = x(t) \cdot f(p(t), \Delta p)$$

$$\hat{h}_{n-1}^*(p(t), \Delta p) \cdot y(t)$$

$$y(t) = h_{n-1}(p(t), \Delta p) \cdot x(t) \cdot f(p(t), \Delta p)$$

$$p(t) = |x(t)|^2$$

$$\Delta p = p(t-1) - p(t)$$

すなわち、歪補償係数は、(4)式により更新され、更新後の歪補償係数 $h_n(p(t), \Delta p)$ は更新前の歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), \Delta p)$ に置き替わって歪補償係数テーブル22に格納される。RLSアルゴリズムはLMSアルゴリズムより収束特性が優れており、歪補償係数を高速に収束させることが可能である。

(c) 第1変形例

第1実施例では、歪補償係数を $p(t), \Delta p$ の関数とし、該歪補償係数を歪補償係数テーブル22の $p(t), \Delta p$ に応じたアドレス $A(p(t), \Delta p)$ に記憶した。しかし、歪補償係数を $p(t), P(t-1)$ の関数とし、歪補償係数テーブル22の $P(t), P(t-1)$ に応じたアドレス $A(p(t), p(t-1))$ に記憶するように構成することもできる。図11はかかる第1変形例の構成図であり、図2の第1実施例と異なる点は

(1) アドレス発生部23よりDSP23cを除去し、 $p(t)$ を上位アドレス、 $p(t-1)$ を下位アドレスとするアドレス $A(p(t), p(t-1))$ を発生し、遅延回路23dより所定時間 Δt 時間後にアドレス $A(p(t), p(t-1))$ を発生する点、

(2) 歪補償係数テーブル22を図12に示すように構成し、今回と前回の電力値 $P(t), P(t-1)$ に応じたアドレス $A(p(t), p(t-1))$ に歪補償係数 $h(p(t), p(t-1))$ を記憶する点である。

予め、 $p(t)$ と $p(t-1)$ の組み合わせに対応させて歪補償係数 $h(p(t), p(t-1))$ の初期値を歪補償係数テーブル22に記憶する。かかる状態において、送信信号発生装置21から送信信号が発生すれば、S/P変換器31は送信信号を同相成分信号(I信号)と直交成分信号(Q信号)の直交信号に変換し、アドレス発生部23と歪補償付与部24と歪補償係数更新部25に入力する。アドレス発生部23は、直交信号より送信信号の電力値 $p(t)$ を演算し、 $p(t)$ を上位アドレス、前回の電力 $p(t-1)$ を下位アドレスとするアドレス $A(p(t), p(t-1))$ を発生し、歪補償係数テーブル22より歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), p(t-1))$ を読み出して歪補償

付与部24に入力する。歪補償付与部24は、(1)式の演算を行って直交信号に歪補償処理を施す。DA変換器32は歪補償された直交信号の各成分をアナログ信号に変換し、直交変調器26は歪補償された直交信号に直交変調を施し、送信電力増幅器27は該直交変調された信号を増幅してアンテナ28より送信する。

復調器(直交検波器)30は方向性結合器29から入力する送信電力増幅器27の出力信号を復調し、AD変換器33は復調信号の各成分をデジタル信号に変換して歪補償係数更新部25に入力する。歪補償係数更新部25は歪補償前の直交信号と復調信号の差が零となるように適応信号処理により歪補償係数を更新し($h_{n-1}(p(t), p(t-1)) \rightarrow h_n(p(t), p(t-1))$)、該歪補償係数 $h_n(p(t), p(t-1))$ を遅延回路23dが示すアドレスA($p(t), p(t-1)$)に格納する。以後、上記動作が繰り返され、歪補償係数は一定値に収束する。

(d) 第2変形例

第1実施例では、歪補償係数を $p(t), \Delta p$ の関数とし、該歪補償係数を歪補償係数テーブル22の $p(t), \Delta p$ に応じたアドレスA($p(t), \Delta p$)に記憶した。しかし、歪補償係数を電力 $p(t)$ とその包絡線微分値 $p(t)'$ の関数とし、歪補償係数 $h(p(t), p(t)')$ を歪補償係数テーブル22の $P(t), P(t)'$ に応じたアドレスA($p(t), p(t)'$)に記憶するように構成することもできる。図13はかかる第2変形例の構成図であり、図2の第1実施例と異なる点は、

(1) アドレス発生部23に、包絡線微分値を演算する演算部(DSPで構成)23fを設け、現在の送信信号の電力値 $p(t)$ を上位アドレス、微分値 $p(t)'$ を下位アドレスとするアドレスA($p(t), p(t)'$)を発生し、遅延回路23dより所定時間 Δt 後にアドレスA($p(t), p(t)'$)を発生する点、

(2) 今回の電力値 $P(t)$ と微分値 $p(t)'$ とで特定される歪補償係数テーブル22のアドレスA($p(t), p(t)'$)に歪補償係数 $h(p(t), p(t)')$ を記憶する点である。

予め、 $p(t)$ と $p(t)'$ の組み合わせに対応させて歪補償係数 $h(p(t), p(t)')$ の初期値を歪補償係数テーブル22に記憶する。かかる状態において、送信信号発生装置21から送信信号が発生すれば、S/P変換器31は送信信号を同相成分信号(I信号)と直交成分信号(Q信号)の直交信号に変換し、アドレス発生

部23と歪補償付与部24と歪補償係数更新部25に入力する。アドレス発生部23は、直交信号より送信信号の電力値 $p(t)$ を演算し、 $p(t)$ を上位アドレス、送信電力の包絡線微分値 $p(t)'$ を下位アドレスとするアドレスA($p(t), p(t)'$)を発生し、歪補償係数テーブル22より歪補償係数 $h_{n-1}(p(t), p(t)')$ を読み出して歪補償付与部24に入力する。歪補償付与部24は、(1)式の演算を行つて直交信号に歪補償処理を施す。DA変換器32は歪補償された直交信号の各成分をアナログ信号に変換し、直交変調器26は歪補償された直交信号に直交変調を施し、送信電力増幅器27は該直交変調された信号を増幅してアンテナ28より送信する。復調器(直交検波器)30は方向性結合器29から入力する送信電力増幅器27の出力信号を復調し、AD変換器33は復調信号の各成分をデジタル信号に変換して歪補償係数更新部25に入力する。歪補償係数更新部25は歪補償前の直交信号と復調信号の差が零となるように適応信号処理により歪補償係数を更新し($h_{n-1}(p(t), p(t)') \rightarrow h_n(p(t), p(t)')$)、該歪補償係数 $h_n(p(t), p(t)')$ を遅延回路23dが示すアドレスA($p(t), p(t)')$ に格納する。以後、上記動作が繰り返され、歪補償係数は一定値に収束する。

(e) 第3変形例

第1実施例では、歪補償係数を今回と前回の電力値に基づいて決定しているが、今回と前回と前々回の電力値というように今回と過去の複数の送信信号の電力値に基づいて歪補償係数を決定することもできる。図14はかかる第3変形例の構成図であり、図2の第1実施例と異なる点は、

- (1) アドレス発生部23よりDSP23cを除去し、替わりに、前回と前々回の電力値 $p(t-1), p(t-2)$ を記憶する遅延回路23b'を設け、 $p(t)$ を上位アドレス、 $p(t-1)$ を中位アドレス、 $p(t-2)$ を下位アドレスとするアドレスA($p(t), p(t-1), p(t-2)$)を発生し、遅延回路23dより所定時間 Δt 後にアドレスA($p(t), p(t-1), p(t-2)$)を発生する点、
- (2) 歪補償係数テーブル22を図15に示すように構成し、今回と前回及び前々回の電力値 $P(t), P(t-1), P(t-2)$ に応じたアドレスA($p(t), p(t-1), p(t-2)$)に歪補償係数 $h(p(t), p(t-1), p(t-2))$ を記憶する点である。

・第3変形例の別の構成

図16は第3変形例の別の構成図であり、図2の第1実施例と異なる点は、

- (1) アドレス発生部23に、前回と前々回の電力値 $p(t-1)$, $p(t-2)$ を記憶する遅延回路23b'、電力値 $p(t-1)$, $p(t-2)$ に重み付けして合成($\Sigma=w_0 p(t-1)+w_1 p(t-2)$)する演算部23eを設けた点、
- (2) 今回の電力 $p(t)$ を上位アドレス、合成値を下位アドレスとするアドレスA($p(t)$, Σ)を発生し、遅延回路23dより所定時間 Δt 後にアドレスA($p(t)$, Σ)を発生する点、
- (3) 歪補償係数テーブル22の今回の電力値 $P(t)$ と合成値 Σ に応じたアドレスA($p(t)$, Σ)に歪補償係数 $h(p(t), \Sigma)$ を記憶する点である。

・第3変形例の別の構成

図17は第3変形例のさらに別の構成図であり、図2の第1実施例と異なる点は、

- (1) アドレス発生部23よりDSP23cを除去し、替わりに、前回と前々回の電力値 $p(t-1)$, $p(t-2)$ を記憶する遅延回路23b'、前回と今回の電力値の差 Δp を演算する演算部23c'、前々回と前回の電力値の差 $\Delta p'$ を求める演算部23c''を設け、
- (2) $p(t)$ を上位アドレス、 Δp を中位アドレス、 $\Delta p'$ を下位アドレスとするアドレスA($p(t)$, Δp , $\Delta p'$)を発生し、かつ、遅延回路23dより所定時間 Δt 後にアドレスA($p(t)$, $p(t-1)$)を発生する点、
- (3) 歪補償係数テーブル22を図18に示すように構成し、 $p(t)$, Δp , $\Delta p'$ に応じたアドレスA($p(t)$, Δp , $\Delta p'$)に歪補償係数 $h(p(t), \Delta p, \Delta p')$ を記憶する点である。

(C) 第2実施例

図19は本発明の第2実施例の構成図であり、歪補償方式として直交座標系歪補償方式(カルテジアンループ方式)を採用した例であり、図1と同一部分には同一符号を付している。この第2実施例では、歪補償係数を現在の送信信号振幅と、今回と前回の送信信号の振幅差の関数として求める。

図中、31はシリアル／パラレル変換器(S/P変換器)で、送信信号発生装置21から出力するシリアルデータを1ビットづつ交互に振り分けて同相成分信

号（I信号）と直交成分信号（Q信号）の2系列に変換する。32は歪補償付与部24から出力する歪補償された直交信号（I信号、Q信号）をアナログに変換するDA変換器、33は直交検波器30から出力する直交復調信号（I'信号、Q'信号）をデジタルに変換するAD変換器、34は位相回転器であり、直交変調器26の出力と送信電力増幅器27の出力が入力され、増幅器で生じた位相回転を除去する。直交検波器30はこの位相回転が除去された信号を復調して出力する。

歪補償係数テーブル22は歪補償係数の実数部と虚数部のそれぞれに対応してテーブルを備えている。今回の送信信号の同相成分、直交成分の振幅を $I(t)$, $Q(t)$ 、前回の送信信号の同相成分、直交成分の振幅を $I(t-1)$, $Q(t-1)$ 、その差分を $\Delta i = I(t) - I(t-1)$ 、 $\Delta q = Q(t) - Q(t-1)$ とすれば、実数部テーブルには図20(a)に示すように $I(t)$ と Δi の組み合わせに対応させて歪補償係数の実数部 $hi(I(t), \Delta i)$ が記憶され、虚数部テーブルには図20(b)に示すように $Q(t)$ と Δq の組み合わせに対応させて歪補償係数の虚数部 $hq(Q(t), \Delta q)$ が記憶されている。

アドレス発生部23において、遅延回路23g, 23hはそれぞれ時間 Δt 前の振幅 $I(t-1)$, $Q(t-1)$ を出力し、演算部23iは $\Delta i = I(t-1) - I(t)$ を演算し、演算部23jは $\Delta q = Q(t-1) - Q(t)$ を演算し、遅延回路23kは $I(t)$, $Q(t)$, Δi , Δq を所定時間 Δt 遅延する。 $I(t)$, Δi は実数部テーブルのアドレス $Ai(I(t), \Delta i)$ の上位アドレス、下位アドレスとなり、 $Q(t)$, Δq は虚数部テーブルのアドレス $Aq(Q(t), \Delta q)$ の上位アドレス、下位アドレスとなる。

歪補償付与部24は、同相成分用及び直交成分用の2つの加算器AD1, AD2を備え、直交信号の各成分 $I(t)$, $Q(t)$ とアドレス $Ai(I(t), \Delta i)$ 、 $Aq(Q(t), \Delta q)$ から読み出した歪補償係数 $hi(I(t), \Delta i)$, $hq(Q(t), \Delta q)$ との加算を行って直交信号の各成分に歪補償処理を施す。すなわち、歪補償付与部24は

$$I(t) + hi(I(t), \Delta i), \quad Q(t) + hq(Q(t), \Delta q) \quad (5)$$

を出力する。

歪補償係数更新部25は、歪補償前の直交信号と復調器（直交検波器）30から出力する復調信号の差が零となるようにアドレス $Ai(I(t), \Delta i)$ 、 $Aq(Q(t), \Delta q)$ からそれぞれ読み出された歪補償係数 $hi_{n-1}(I(t), \Delta i)$, $hq_{n-1}(Q(t), \Delta q)$ を更

新し ($h_{i_{n-1}}(I(t), \Delta i) \rightarrow h_{i_n}(I(t), \Delta i)$, $h_{q_{n-1}}(Q(t), \Delta q) \rightarrow h_{q_n}(Q(t), \Delta q)$)、該更新後の歪補償係数 $h_{i_n}(I(t), \Delta i)$, $h_{q_n}(Q(t), \Delta q)$ を元のアドレス $A_i(I(t), \Delta i))$, $A_q(Q(t), \Delta q)$ に格納する。

すなわち、歪補償係数更新部 25において、遅延回路 51はS/P変換部 31から出力する直交信号を所定時間遅延し、減算器 52a, 52bは該直交信号 $x(t) (=I(t)+jQ(t))$ と帰還復調信号 $y(t) (=I(t)' + jQ(t)')$ の同相成分及び直交成分の誤差 $e_i(t) (=I(t)-I(t)')$, $e_q(t) (=Q(t)-Q(t)')$ を出力し、乗算部 53a、53bは各誤差信号に定数 G を乗算し、遅延回路 54は歪補償係数 $h_{i_{n-1}}(I(t), \Delta i)$, $h_{q_{n-1}}(Q(t), \Delta q)$ を所定時間遅延し、加算器 55a, 55bは次式

$$h_{i_n}(I(t), \Delta i) = G \cdot e_i(t) + h_{i_{n-1}}(I(t), \Delta i) \quad (6)$$

$$h_{q_n}(Q(t), \Delta q) = G \cdot e_q(t) + h_{q_{n-1}}(Q(t), \Delta q) \quad (7)$$

の演算を実行して歪補償係数を更新し、更新後の歪補償係数 $h_{i_n}(I(t), \Delta i)$, $h_{q_n}(Q(t), \Delta q)$ をそれぞれ元のアドレス $A_i(I(t), \Delta i))$, $A_q(Q(t), \Delta q)$ に格納する。

全体の処理を説明すると、予め、 $I(t)$ と Δi の組み合わせ、 $Q(t)$ と Δq の組み合わせにそれぞれ対応させて歪補償係数の実数部 $h_i(I(t), \Delta i)$, 虚数部 $h_q(Q(t), \Delta q)$ の初期値を歪補償係数テーブル 22 の実数部テーブル、虚数部テーブルに記憶する。

かかる状態において、送信信号発生装置 21 から送信信号が発生すれば、S/P変換器 31 は送信信号を同相成分信号（I信号）と直交成分信号（Q信号）の直交信号に変換し、アドレス発生部 23 と歪補償付与部 24 と歪補償係数更新部 25 に入力する。アドレス発生部 23 は、直交信号より歪補償係数テーブル 22 の実数部テーブル、虚数部テーブルのアドレス $A_i(I(t), \Delta i))$, $A_q(Q(t), \Delta q)$ を発生し、各テーブルより歪補償係数 $h_{i_{n-1}}(I(t), \Delta i)$, $h_{q_{n-1}}(Q(t), \Delta q)$ を読み出して歪補償付与部 24 に入力する。歪補償付与部 24 は、(5)式の演算を行って直交信号に歪補償処理を施す。D/A変換器 32 は歪補償された直交信号の各成分をアナログ信号に変換し、直交変調器 26 は歪補償された直交信号に直交変調を施し、送信電力增幅器 27 は該直交変調された信号を増幅してアンテナ 28 より送信する。

位相回転器 3 4 は送信電力増幅器 2 7 の出力信号より該増幅器で生じた位相回転を除去し、直交検波器 3 0 はこの位相回転が除去された信号を復調し、AD変換器 3 3 は復調信号の各成分をデジタル信号に変換し、歪補償係数更新部 2 5 に入力する。歪補償係数更新部 2 5 は歪補償前の直交信号と復調信号の各成分の差が零となるように歪補償係数を更新し更新後の歪補償係数 $h_{in}(I(t), \Delta i)$, $h_{q}(Q(t), \Delta q)$ を元のアドレス $A_i(I(t), \Delta i)$, $A_q(Q(t), \Delta q)$ に格納する。。以後、上記動作が繰り返され、歪補償係数は一定値に収束する。

以上では、歪補償係数の同相成分を $I(t), \Delta i$ の関数とともに、直交成分を $Q(t), \Delta q$ の関数とし、実数部テーブルの $I(t), \Delta i$ に応じたアドレスに歪補償係数の実数部を記憶し、虚数部テーブルの $Q(t), \Delta q$ に応じたアドレスに歪補償係数の虚数部を記憶した。しかし、歪補償係数の同相成分を $I(t), I(t-1)$ の関数とともに、直交成分を $Q(t), Q(t-1)$ の関数とし、実数部テーブルの $I(t), I(t-1)$ に応じたアドレスに歪補償係数の実数部を記憶し、虚数部テーブルの $Q(t), Q(t-1)$ に応じたアドレスに歪補償係数の虚数部を記憶するように構成することもできる。

(a) 第2実施例の第1変形例

第2実施例では、歪補償係数が送信信号の振幅 Q, P と今回と前回の振幅差 Δi 、 Δq の関数としたが、歪補償係数を今回と前回の振幅 $Q(t), I(t); I(t-1), Q(t-1)$ の関数として、歪補償係数テーブル 2 2 に今回と前回の振幅に応じた歪補償係数を記憶するように構成することもできる。図 2 1 はかかる変形例の構成図であり、第2実施例と異なる点は、

- (1) アドレス変換部 2 3 が、 $I(t)$ を上位アドレス、 $I(t-1)$ を下位アドレスとする実数部テーブル用のアドレス $A_i(I(t), I(t-1))$ を出力すると共に、 $Q(t)$ を上位アドレス、 $Q(t-1)$ を下位アドレスとする虚数部テーブル用のアドレス $A_q(Q(t), Q(t-1))$ を出力する点、
- (2) 歪補償係数テーブル 2 2 の実数部テーブル、虚数部テーブルに今回と前回の振幅に応じた歪補償係数を記憶する、
点である。

以上本発明によれば、周波数非対称性歪を補償でき、十分な歪抑圧効果を發揮

することができる。又、本発明によれば、デバイスが持つ個体差による歪補償効果のばらつきをなくすことができる。

請求の範囲

1. 無線装置の送信電力増幅器の歪を補正する歪補償方法において、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数をメモリに記憶し、現在の送信信号と過去の送信信号に応じた歪補償係数をメモリから読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施し、歪補償処理を施された送信信号を送信電力増幅器で増幅して送信し、歪補償前の送信信号と送信増幅器の出力信号に基づいて前記歪補償係数を更新する。
ことを特徴とする無線装置の歪補償方法。
2. 請求項1記載の歪補償方法において、現在及び過去の送信信号に対応させて歪補償係数をメモリに記憶することを特徴とする歪補償方法。
3. 無線装置の送信電力増幅器の歪を補正する歪補償方法において、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数をメモリに記憶し、送信信号を同相成分と直交成分の直交信号に変換し、現在の送信信号と過去の送信信号に応じた歪補償係数を複素形式でメモリから読み出し、前記直交信号に該歪補償係数を複素乗算して歪補償処理を施し、歪補償された直交信号に直交変調を施し、該直交変調された信号を送信電力増幅器で増幅して送信し、送信電力増幅器の出力信号を復調し、歪補償前の直交信号と復調信号の差を用いて適応信号処理により前記歪補償係数を更新する。
ことを特徴とする無線装置の歪補償方法。
4. 請求項3記載の歪補償方法において、LMSアルゴリズムあるいはRLSアルゴリズムを用いた適応信号処理により歪補償係数を更新して一定値に収束させることを特徴とする歪補償方法。
5. 無線装置の送信電力増幅器の歪を補正する歪補償方法において、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数をメモリに記憶し、

送信信号を同相成分と直交成分の直交信号に変換し、

現在の送信信号と過去の送信信号に応じた歪補償係数を複素形式でメモリから読み出し、

前記直交信号の各信号成分にそれぞれ該歪補償係数の実数部、虚数部を加算して歪補償処理を施し、

歪補償された直交信号に直交変調を施し、該直交変調された信号を送信電力増幅器で増幅して送信し、

送信電力増幅器の出力信号より該増幅器で生じた位相回転を除去し、

該位相回転が除去された信号を復調し、

歪補償前の直交信号と復調信号との同相成分の差及び直交成分の差がそれぞれ零となるように前記歪補償係数の実数部及び虚数部を更新する、

ことを特徴とする無線装置の歪補償方法。

6. 請求項 1 または請求項 2 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号と過去に送信した複数の信号に対応する 1 つの歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

7. 請求項 1 または請求項 2 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号と前回送信した信号の 2 つの信号に対応する 1 つの歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

8. 請求項 7 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号と、現在及び前回送信した信号の差分との組み合わせに対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

9. 請求項 7 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号の瞬時値と包絡線微分値の組み合わせに対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

10. 請求項 1 または請求項 2 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号の電力値と過去に送信した信号の電力値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

11. 請求項 1 または請求項 2 記載の歪補償方法において、

現在の送信信号の振幅値と過去に送信した信号の振幅値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償方法。

12. 無線装置の送信電力増幅器の歪を補正する歪補償装置において、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数を記憶するメモリ、現在の送信信号と過去の送信信号に応じた歪補償係数をメモリから読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施して送信電力増幅器に入力する歪補償付与部、歪補償前の送信信号と送信増幅器の出力信号を用いて前記歪補償係数を更新してメモリに記憶する歪補償係数更新部、を有することを特徴とする歪補償装置。

13. 請求項12記載の歪補償装置において、前記メモリは、現在の送信信号と過去の送信信号の組み合わせに対応して歪補償係数を記憶することを特徴とする歪補償装置。

14. 請求項12記載の歪補償装置において、歪補償付与部は、現在の送信信号と過去に送信した複数の信号に対応する1つの歪補償係数をメモリから読み出して歪補償する、ことを特徴とする歪補償装置。

15. 請求項12記載の歪補償装置において、歪補償付与部は、現在の送信信号と前回送信した信号に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償装置。

16. 請求項15記載の歪補償装置において、現在及び前回送信した信号値の差分を演算する演算部を備え、歪補償付与部は、現在の送信信号と現在及び前回送信した信号値の差分との組み合わせに応じた歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償装置。

17. 請求項15記載の歪補償装置において、送信信号の包絡線微分値を算出する手段を備え、歪補償付与部は、現在の送信信号の瞬時値と包絡線微分値の組み合わせに対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする

歪補償装置。

18. 請求項1 2記載の歪補償装置において、

歪補償付与部は、現在の送信信号の電力値と過去に送信した信号の電力値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償装置。

19. 請求項1 2記載の歪補償装置において、

歪補償付与部は、現在の送信信号の振幅値と過去に送信した信号の振幅値に対応する歪補償係数をメモリから読み出して歪補償処理を実行することを特徴とする歪補償装置。

要 約 書

予め、送信電力増幅器の歪を補正するための歪補償係数をメモリに記憶しておき、現在と過去の送信信号の電力あるいは振幅に応じた歪補償係数をメモリから読み出し、該歪補償係数を用いて送信信号に歪補償処理を施す。しかる後、歪補償処理を施された送信信号を送信電力増幅器で増幅して送信し、歪補償前の送信信号と送信電力増幅器の出力信号に基づいて歪補償係数を更新する。

第1図

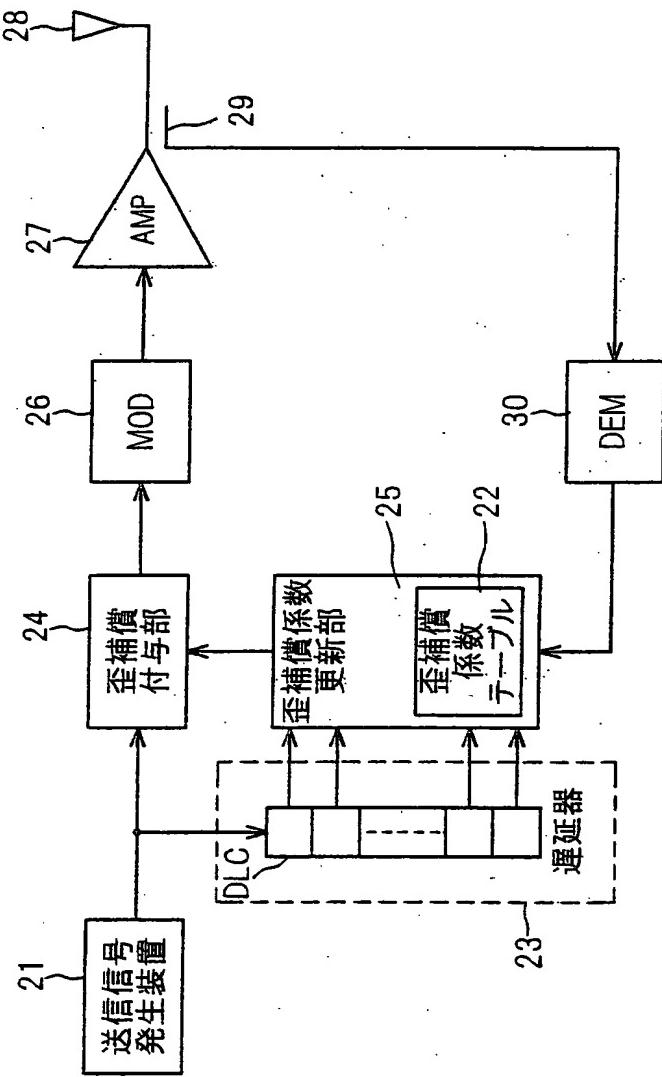
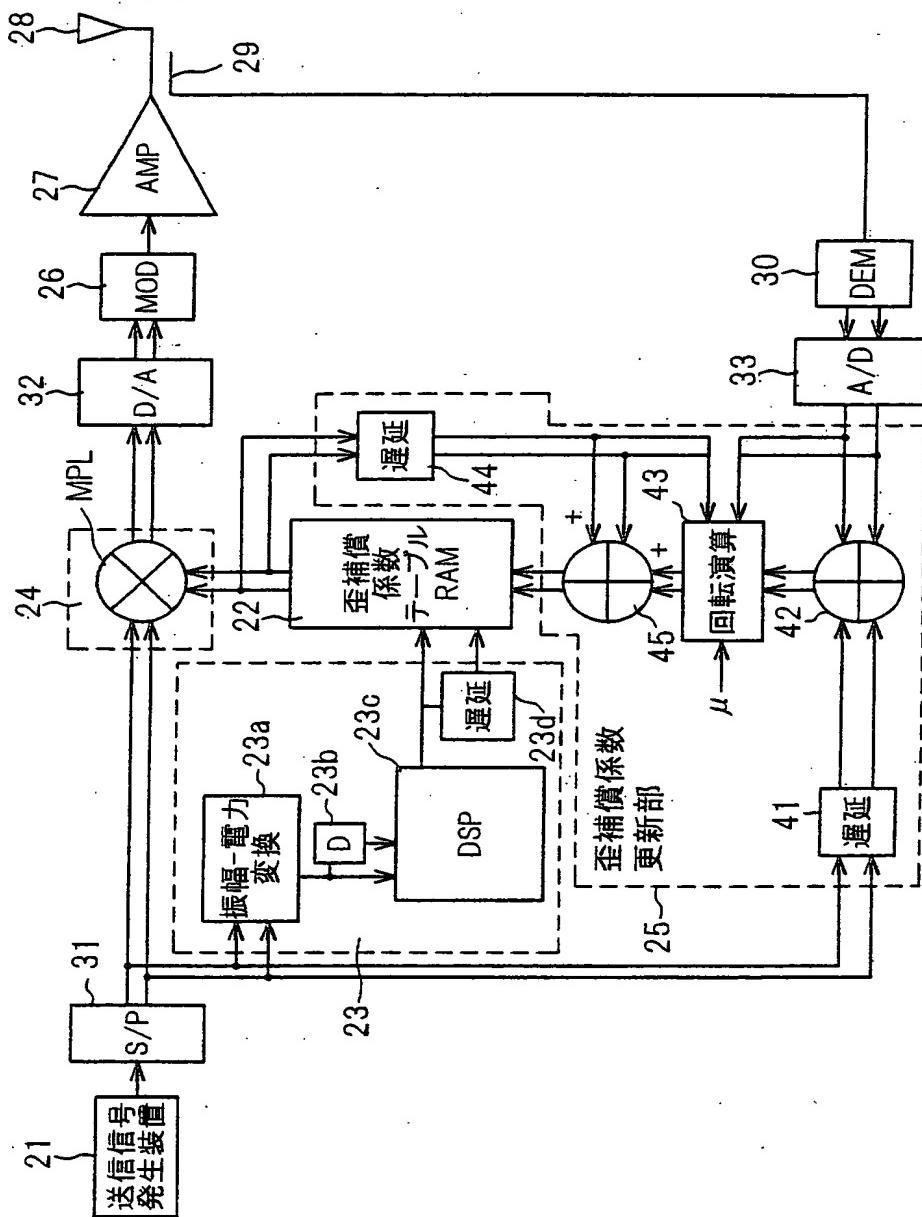


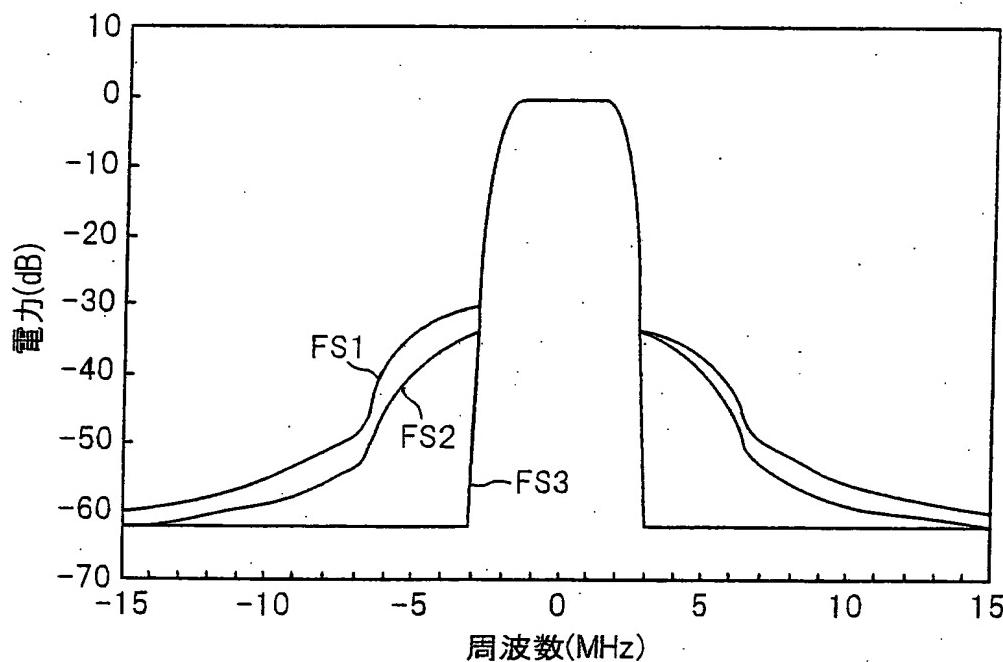
図2



第 3 図

$P(t)$	ΔP	$h(P(t), \Delta P)$
P_1	ΔP_1	$h(P_1, \Delta P_1)$
	ΔP_2	$h(P_1, \Delta P_2)$
	ΔP_3	$h(P_1, \Delta P_3)$
	⋮	⋮
	ΔP_n	$h(P_1, \Delta P_n)$
P_2	ΔP_1	$h(P_2, \Delta P_1)$
	ΔP_2	$h(P_2, \Delta P_2)$
	ΔP_3	$h(P_2, \Delta P_3)$
	⋮	⋮
	ΔP_n	$h(P_2, \Delta P_n)$
P_3	⋮	⋮
P_m	ΔP_1	$h(P_m, \Delta P_1)$
	ΔP_2	$h(P_m, \Delta P_2)$
	ΔP_3	$h(P_m, \Delta P_3)$
	⋮	⋮
	ΔP_n	$h(P_m, \Delta P_n)$

第4図

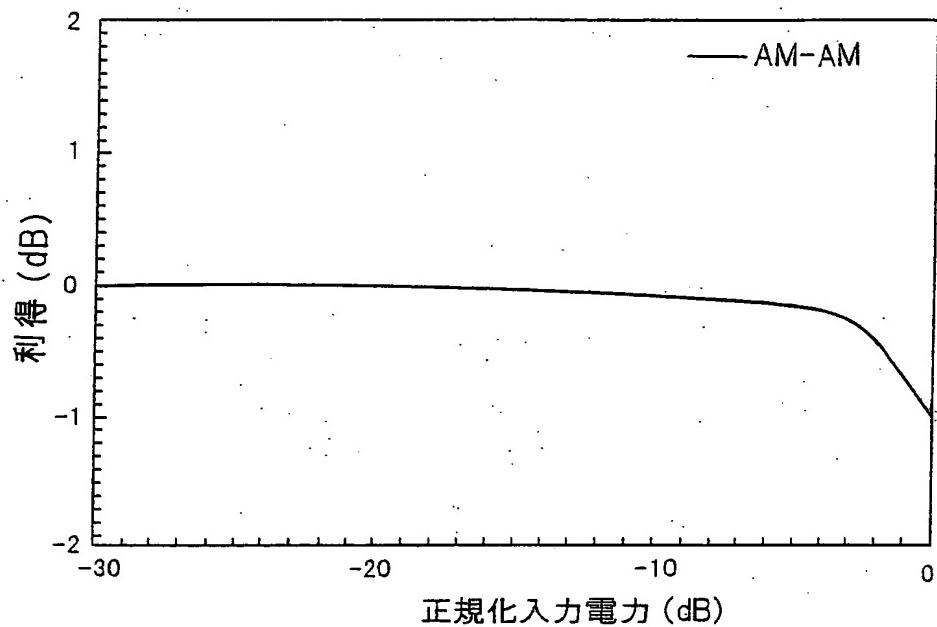


第5図

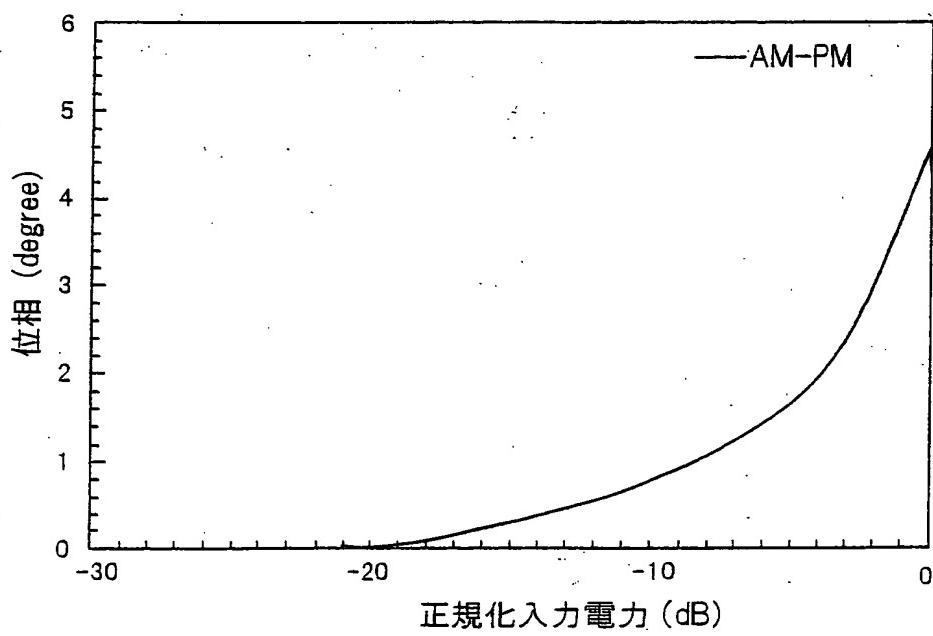
項目	諸元
チップレート	4.096Mbps
キャリアレート	64kbps
多重信号数	60コード
ピーク抑圧	13.5コード
チップ整形フィルタ	ルートナイキスト($\alpha = 0.22$)

5/25

第 6 図



第 7 図



6 / 25

第 8 図

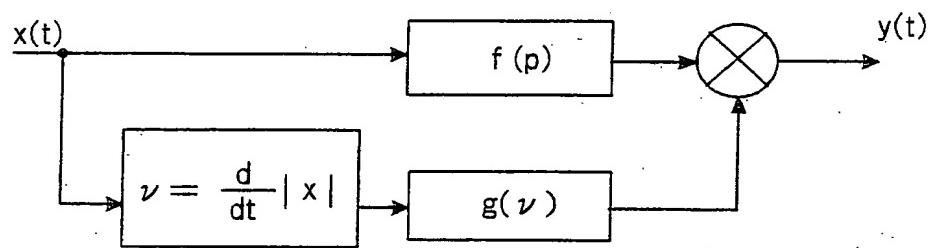
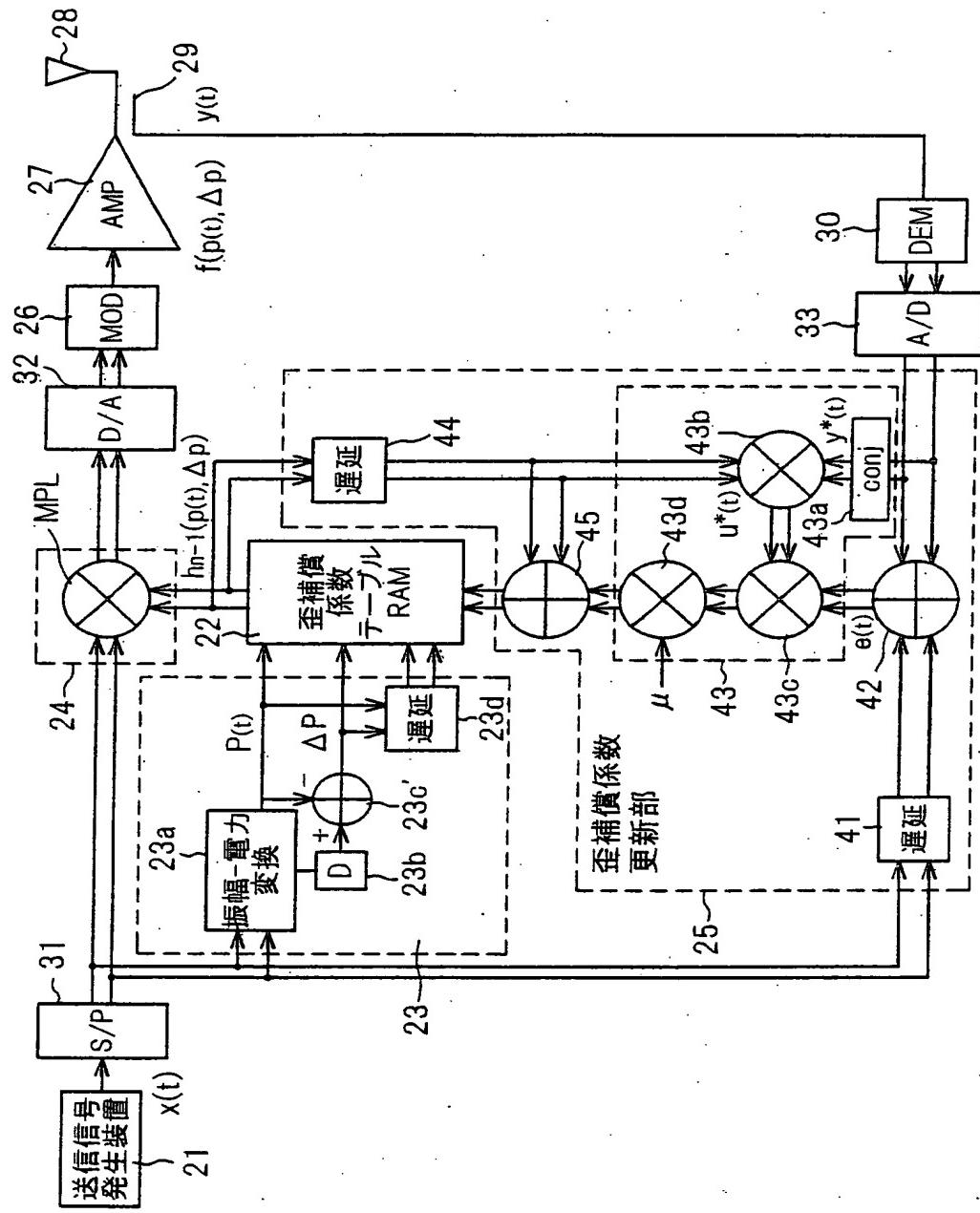
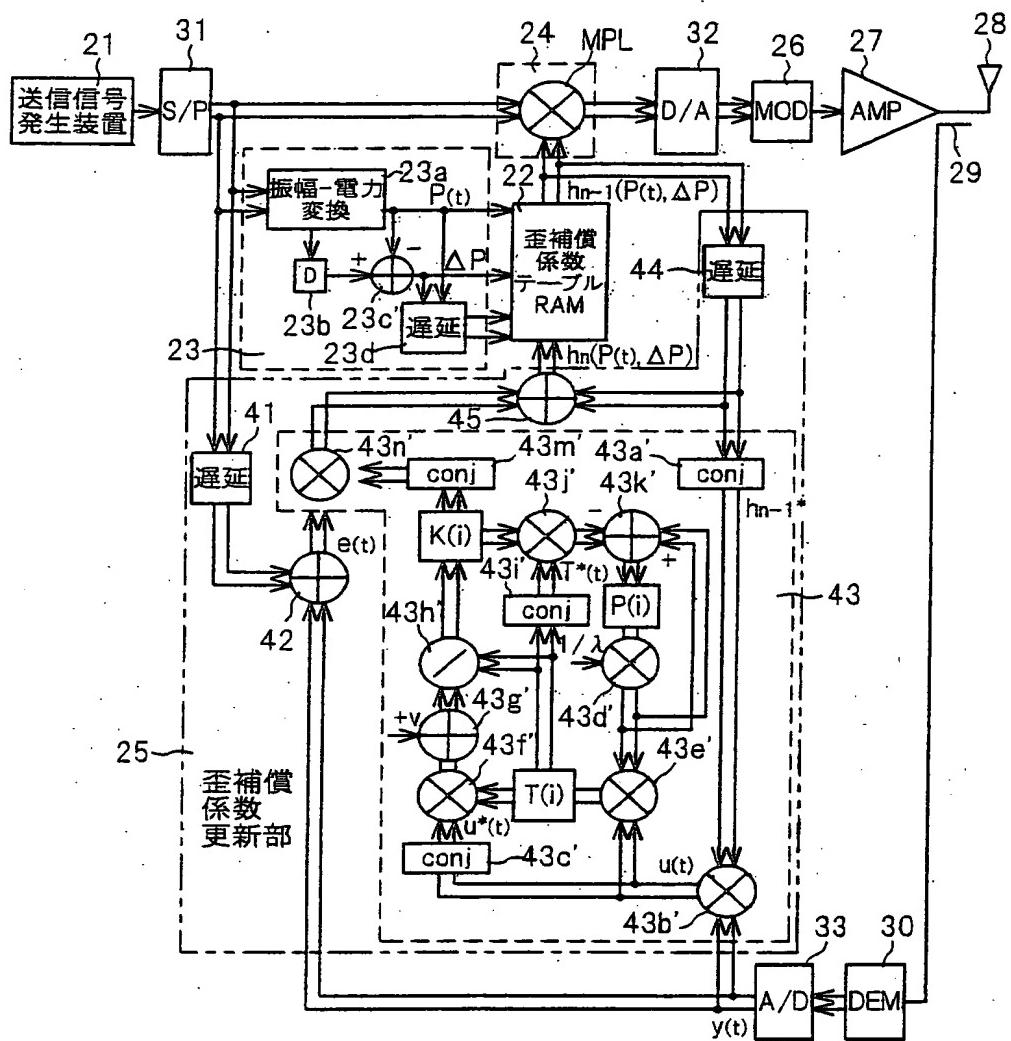


図 9

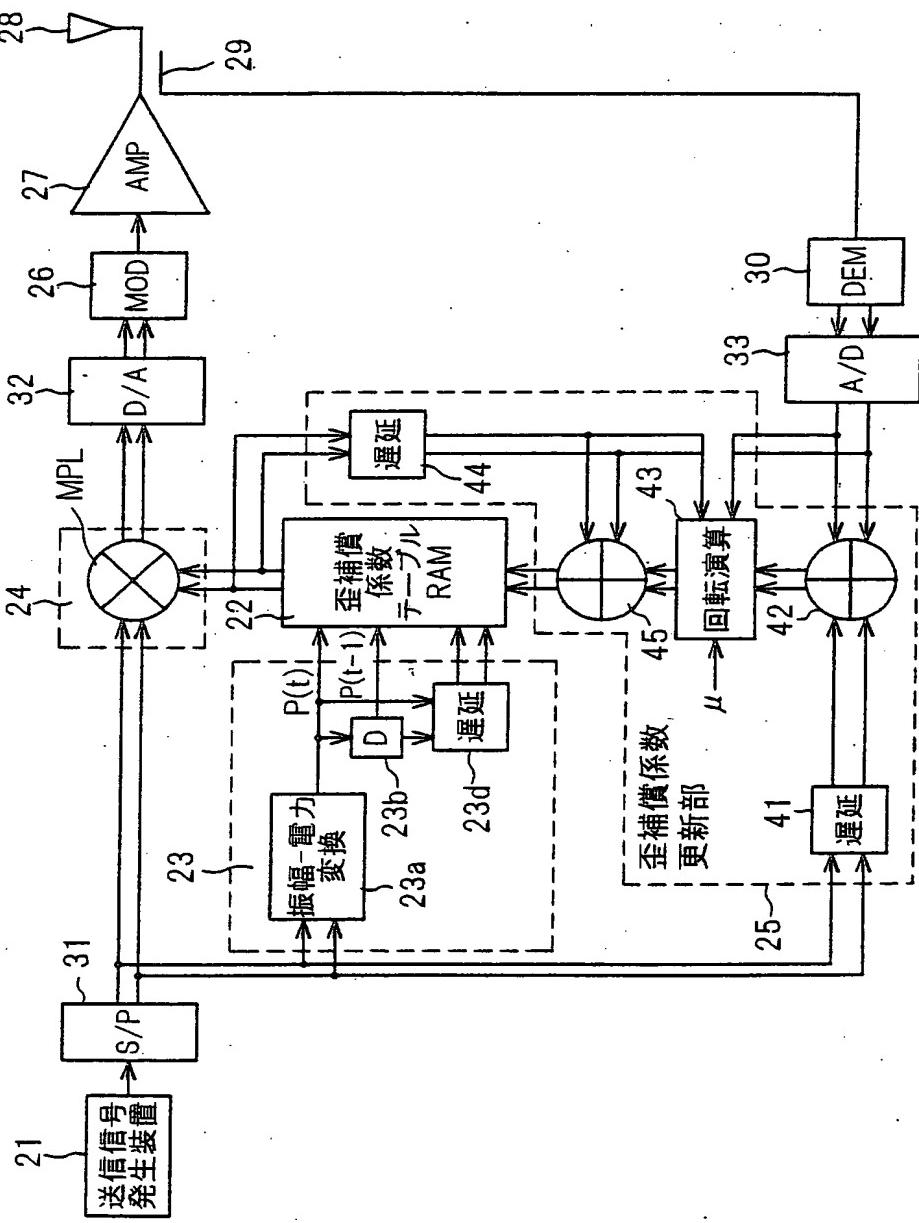


第 10 図



9 / 25

図 11

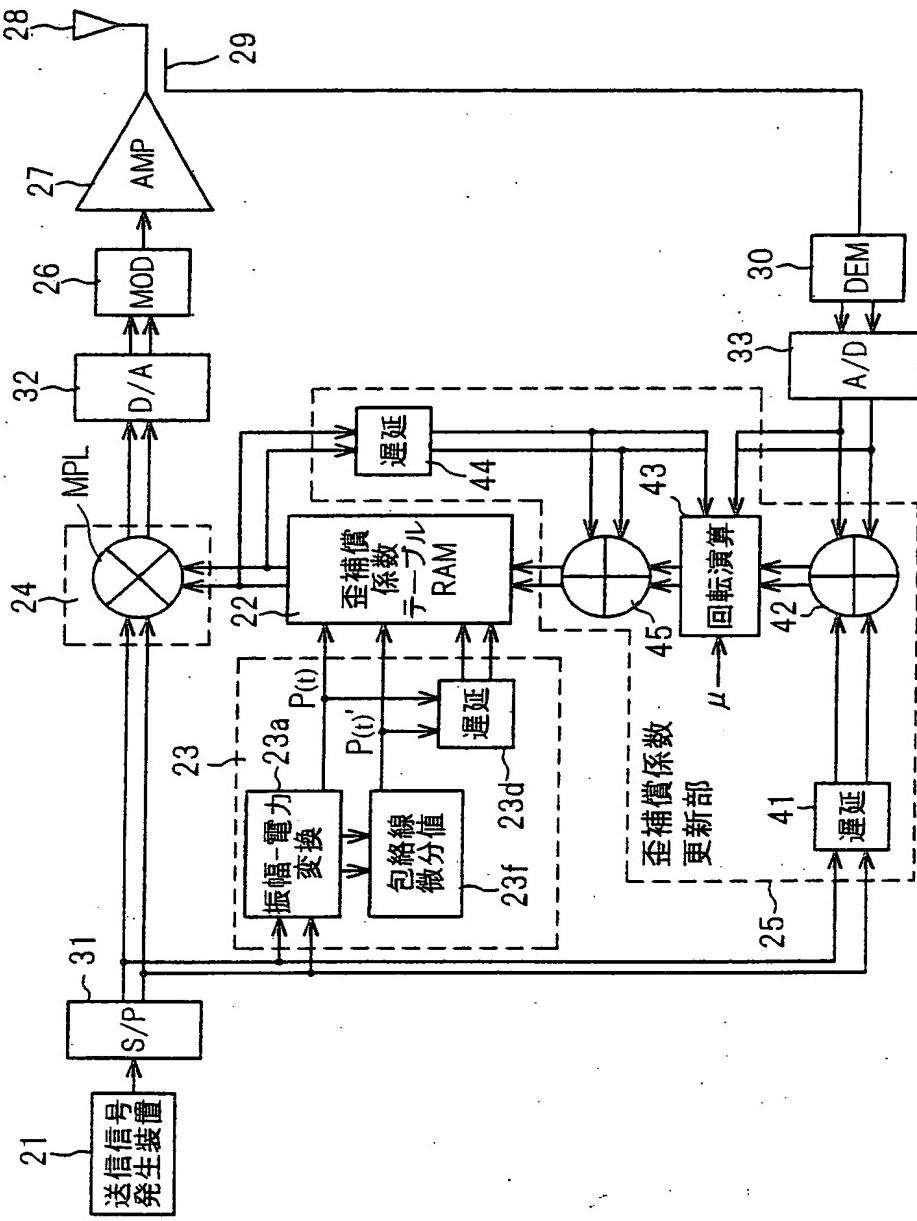


1 0 / 2 5

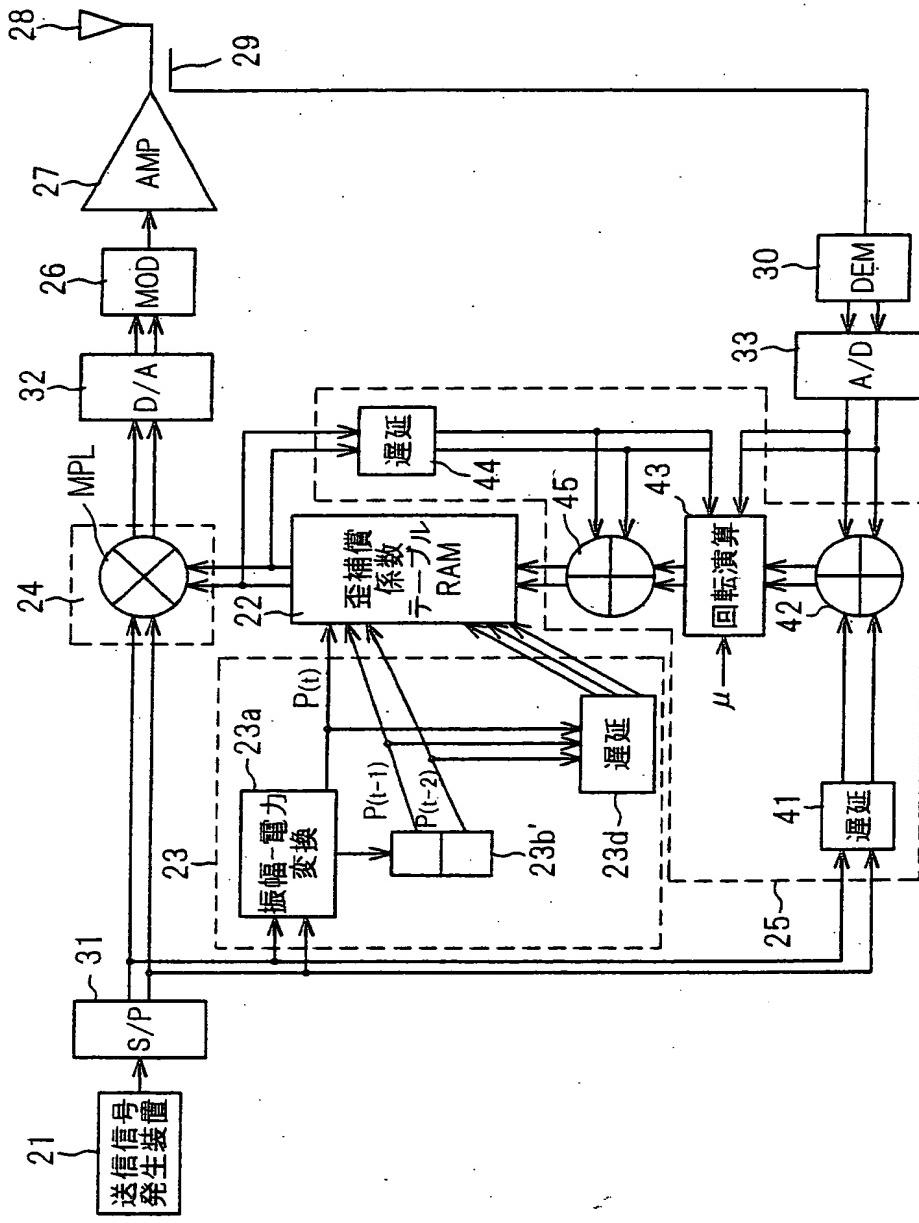
第 1 2 図

$P(t)$	$P(t-1)$	$h(P(t), P(t-1))$
P_1	P_1	$h(P_1, P_1)$
	P_2	$h(P_1, P_2)$
	P_3	$h(P_1, P_3)$
	⋮	⋮
	P_n	$h(P_1, P_n)$
P_2	P_1	$h(P_2, P_1)$
	P_2	$h(P_2, P_2)$
	P_3	$h(P_2, P_3)$
	⋮	⋮
	P_n	$h(P_2, P_n)$
P_3		
⋮	⋮	⋮
P_m	P_1	$h(P_m, P_1)$
	P_2	$h(P_m, P_2)$
	P_3	$h(P_m, P_3)$
	⋮	⋮
	P_n	$h(P_m, P_n)$

第13図



第 1 4 図

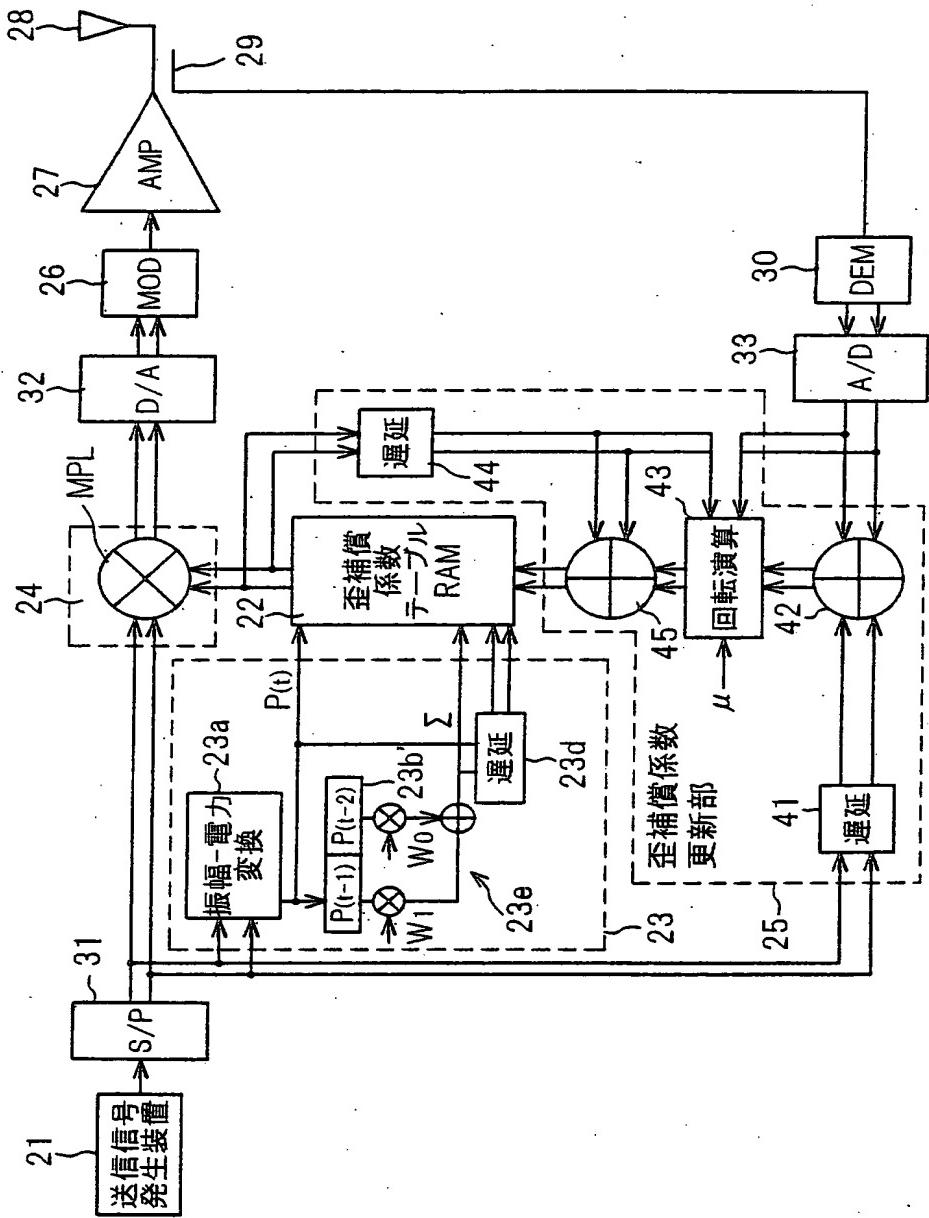


1 3 / 2 5

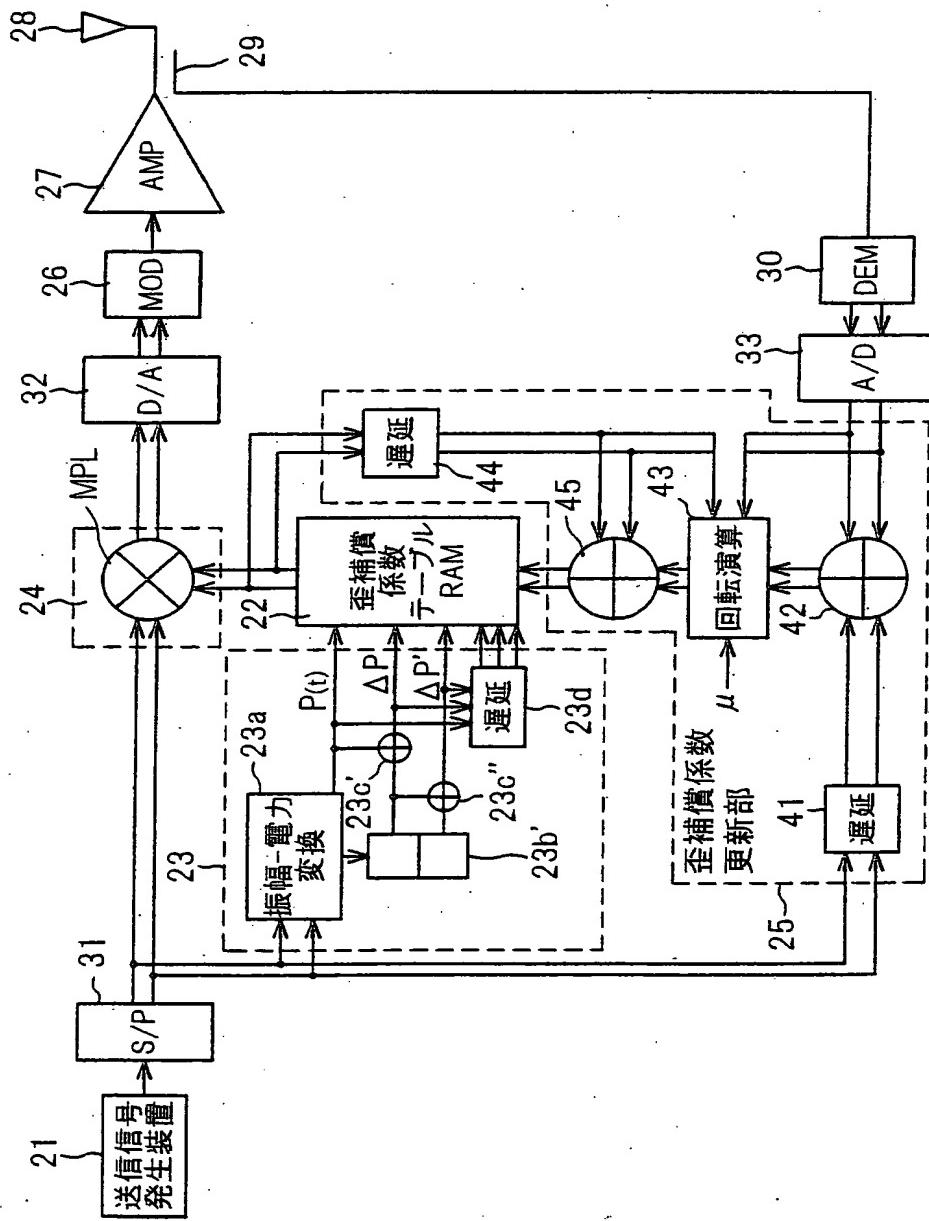
第 15 図

$P(t)$	$P(t-1)$	$P(t-2)$	$h(P(t), P(t-1), P(t-2))$
P_1	P_1	P_1	$h(P_1, P_1, P_1)$
		P_2	$h(P_1, P_1, P_2)$
		\vdots	\vdots
		P_n	$h(P_1, P_1, P_n)$
	P_2	P_1	$h(P_1, P_2, P_1)$
		P_2	$h(P_1, P_2, P_2)$
		\vdots	\vdots
		P_n	$h(P_1, P_2, P_n)$
	\vdots	\vdots	\vdots
	P_n	P_1	$h(P_1, P_n, P_1)$
		P_2	$h(P_1, P_n, P_2)$
		\vdots	\vdots
		P_n	$h(P_1, P_n, P_n)$
P_2	P_1	P_1	$h(P_2, P_1, P_1)$
		P_2	$h(P_2, P_1, P_2)$
		\vdots	\vdots
		P_n	$h(P_2, P_1, P_n)$
	\vdots	\vdots	\vdots
	P_2	\vdots	\vdots
		\vdots	\vdots
		\vdots	\vdots
		\vdots	\vdots
P_m			

第16図



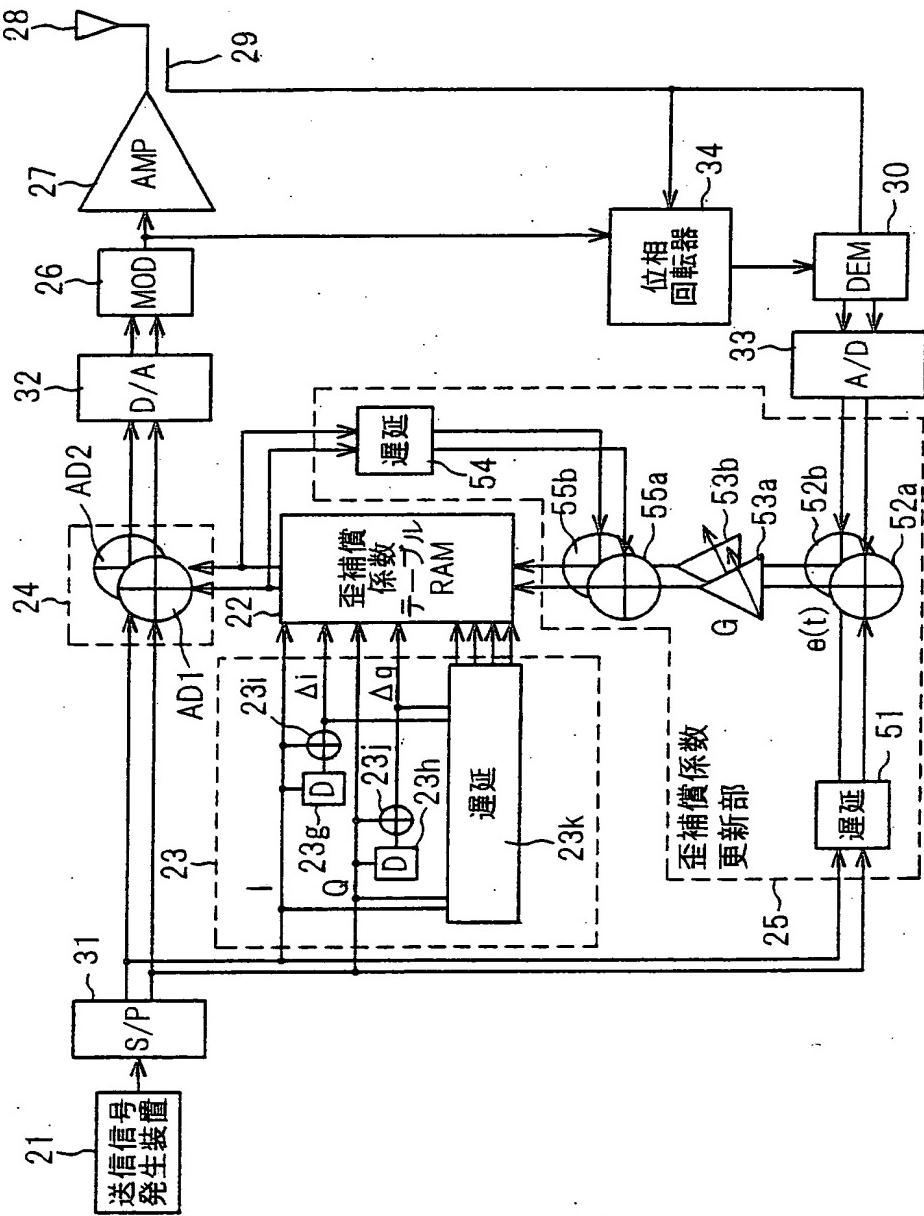
第17図



第18図

$P(t)$	ΔP	$\Delta P'$	$h(P(t), \Delta P, \Delta P')$
P_1	ΔP_1	ΔP_1	$h(P_1, \Delta P_1, \Delta P_1)$
		ΔP_2	$h(P_1, \Delta P_1, \Delta P_2)$
		\vdots	\vdots
	ΔP_2	ΔP_n	$h(P_1, \Delta P_1, \Delta P_n)$
		ΔP_1	$h(P_1, \Delta P_2, \Delta P_1)$
		ΔP_2	$h(P_1, \Delta P_2, \Delta P_2)$
	ΔP_n	\vdots	\vdots
		ΔP_n	$h(P_1, \Delta P_2, \Delta P_n)$
		\vdots	\vdots
P_2	ΔP_1	ΔP_1	$h(P_1, \Delta P_n, \Delta P_1)$
		ΔP_2	$h(P_1, \Delta P_n, \Delta P_2)$
		\vdots	\vdots
	ΔP_n	ΔP_n	$h(P_1, \Delta P_n, \Delta P_n)$
		ΔP_1	$h(P_2, \Delta P_1, \Delta P_1)$
		ΔP_2	$h(P_2, \Delta P_1, \Delta P_2)$
	ΔP_2	\vdots	\vdots
		ΔP_n	$h(P_2, \Delta P_1, \Delta P_n)$
		\vdots	\vdots
P_m			

第19図



第 2 0 図

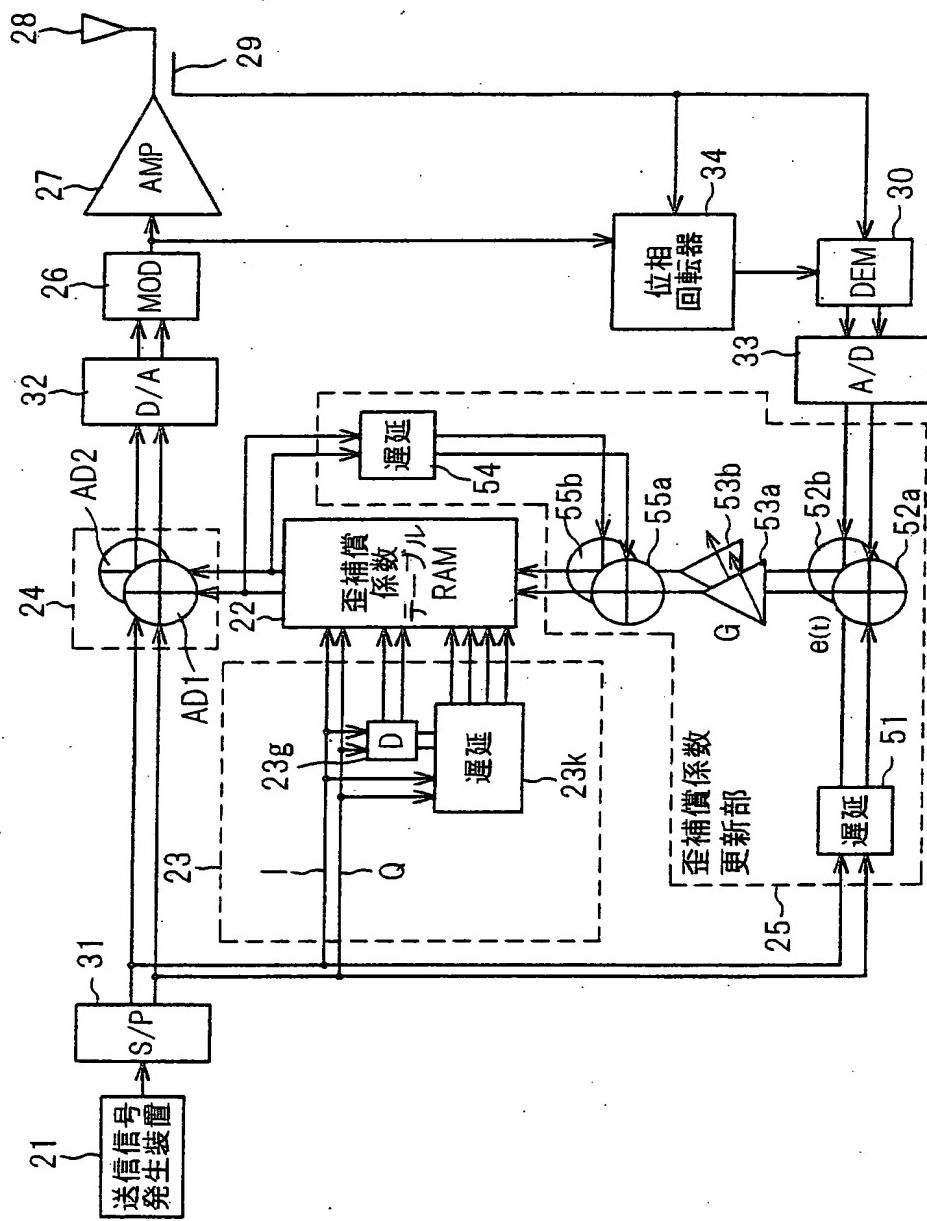
(a)

$ t)$	Δi	$hi(t), \Delta i)$
$ _1$	Δi_1	$hi(_1, \Delta i_1)$
	Δi_2	$hi(_1, \Delta i_2)$
	Δi_3	$hi(_1, \Delta i_3)$
	\vdots	\vdots
	Δi_n	$hi(_1, \Delta i_n)$
$ _2$	Δi_1	$hi(_2, \Delta i_1)$
	Δi_2	$hi(_2, \Delta i_2)$
	Δi_3	$hi(_2, \Delta i_3)$
	\vdots	\vdots
	Δi_n	$hi(_2, \Delta i_n)$
$ _3$	\vdots	\vdots
$ _m$	Δi_1	$hi(_m, \Delta i_1)$
	Δi_2	$hi(_m, \Delta i_2)$
	Δi_3	$hi(_m, \Delta i_3)$
	\vdots	\vdots
	Δi_n	$hi(_m, \Delta i_n)$

(b)

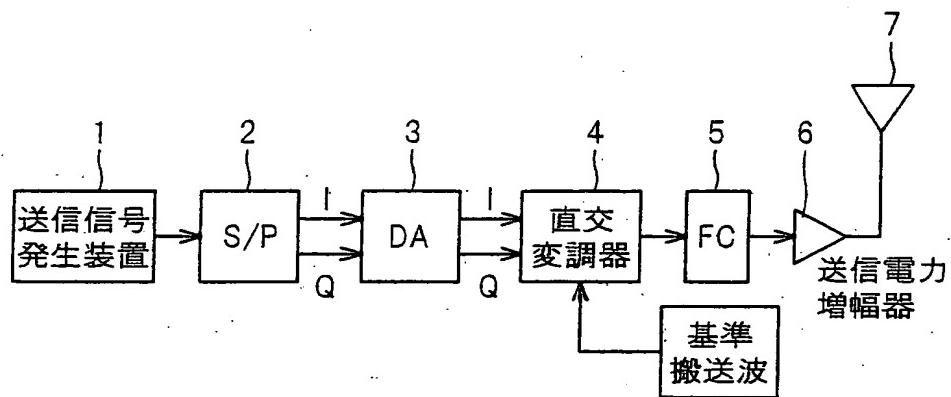
$Q(t)$	Δq	$hq(Q(t), \Delta q)$
Q_1	Δq_1	$hq(Q_1, \Delta q_1)$
	Δq_2	$hq(Q_1, \Delta q_2)$
	Δq_3	$hq(Q_1, \Delta q_3)$
	\vdots	\vdots
	Δq_n	$hq(Q_1, \Delta q_n)$
Q_2	Δq_1	$hq(Q_2, \Delta q_1)$
	Δq_2	$hq(Q_2, \Delta q_2)$
	Δq_3	$hq(Q_2, \Delta q_3)$
	\vdots	\vdots
	Δq_n	$hq(Q_2, \Delta q_n)$
Q_3	\vdots	\vdots
Q_m	Δq_1	$hq(Q_m, \Delta q_1)$
	Δq_2	$hq(Q_m, \Delta q_2)$
	Δq_3	$hq(Q_m, \Delta q_3)$
	\vdots	\vdots
	Δq_n	$hq(Q_m, \Delta q_n)$

第21図

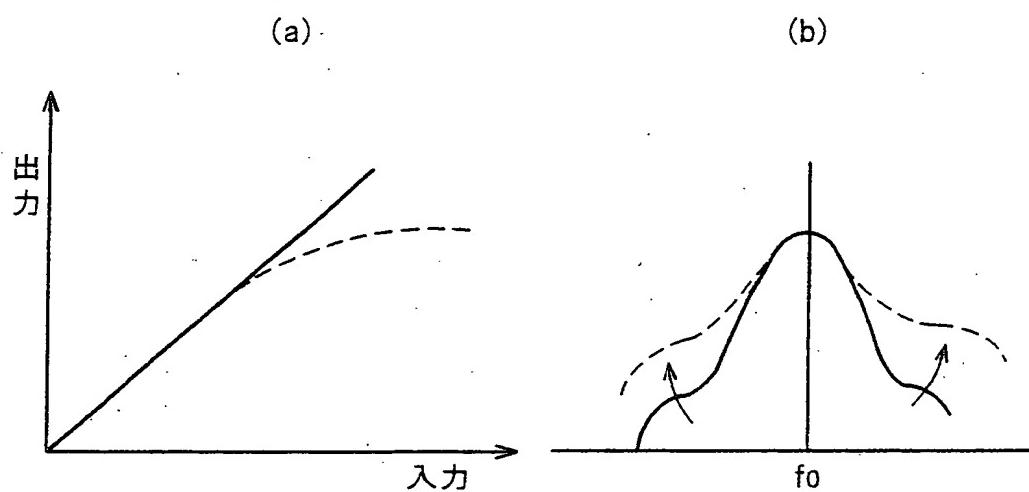


20 / 25

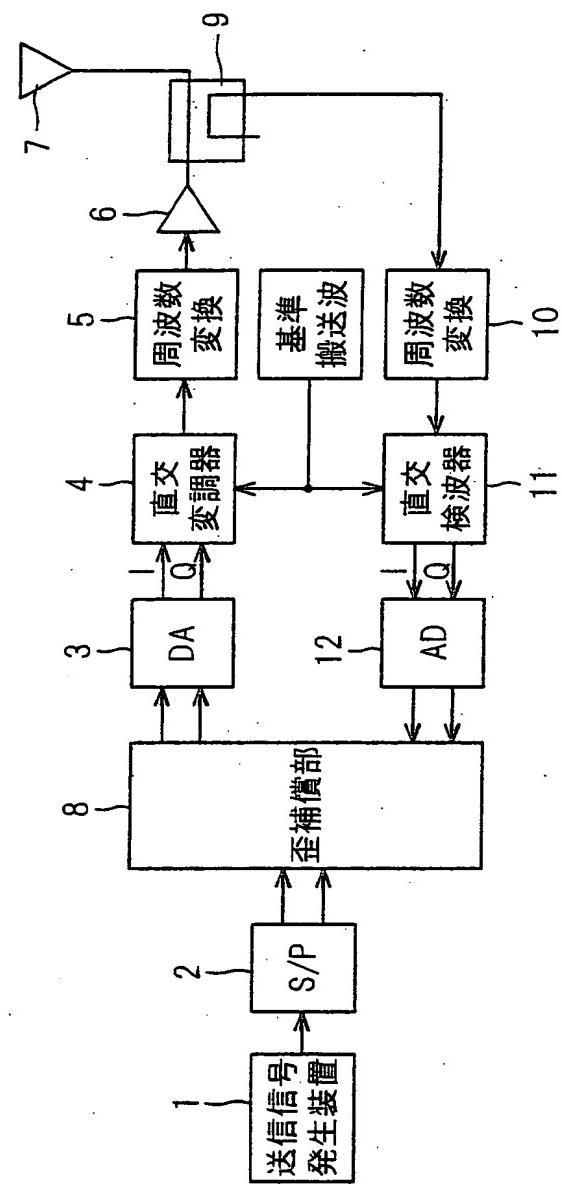
第22図



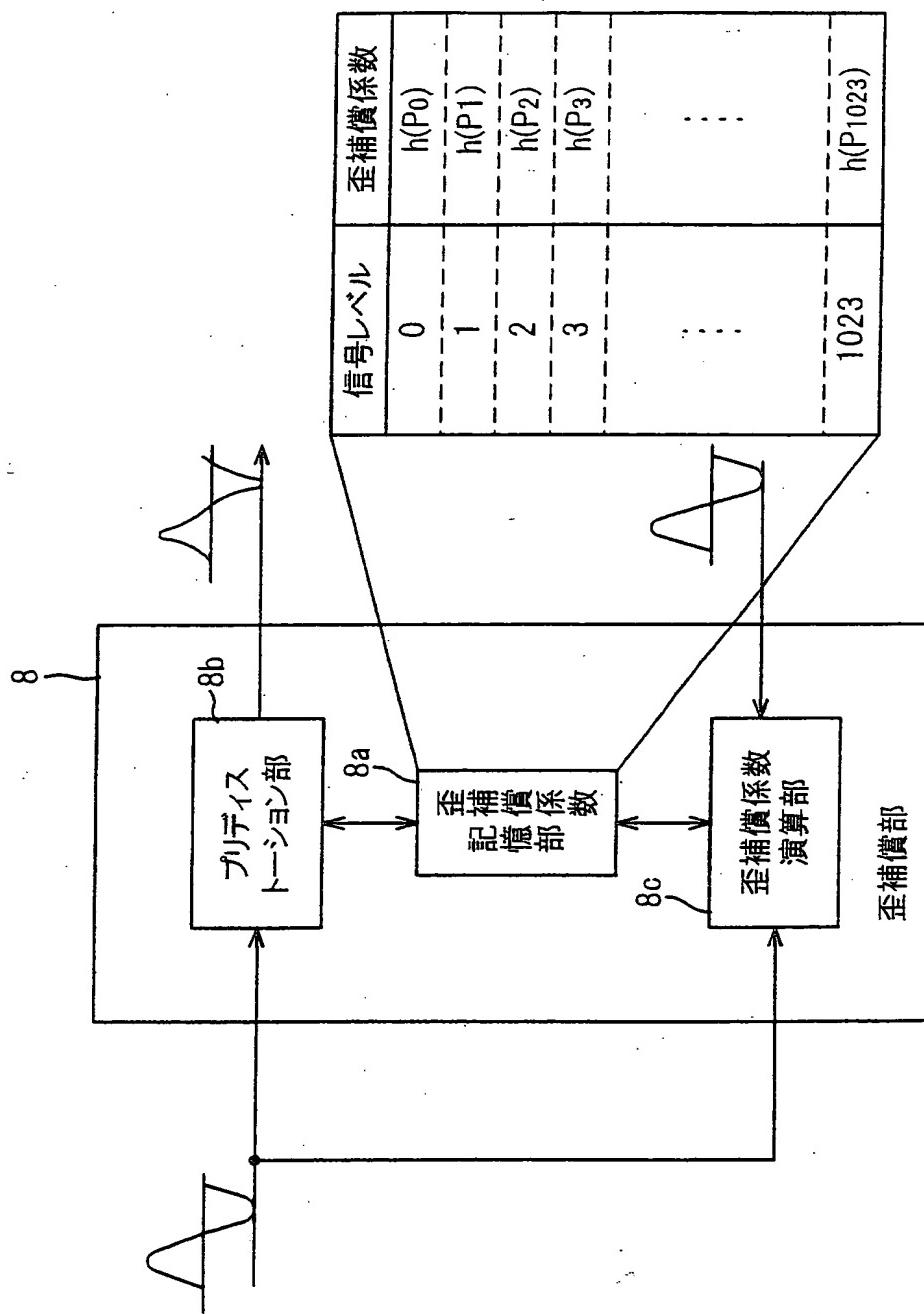
第23図



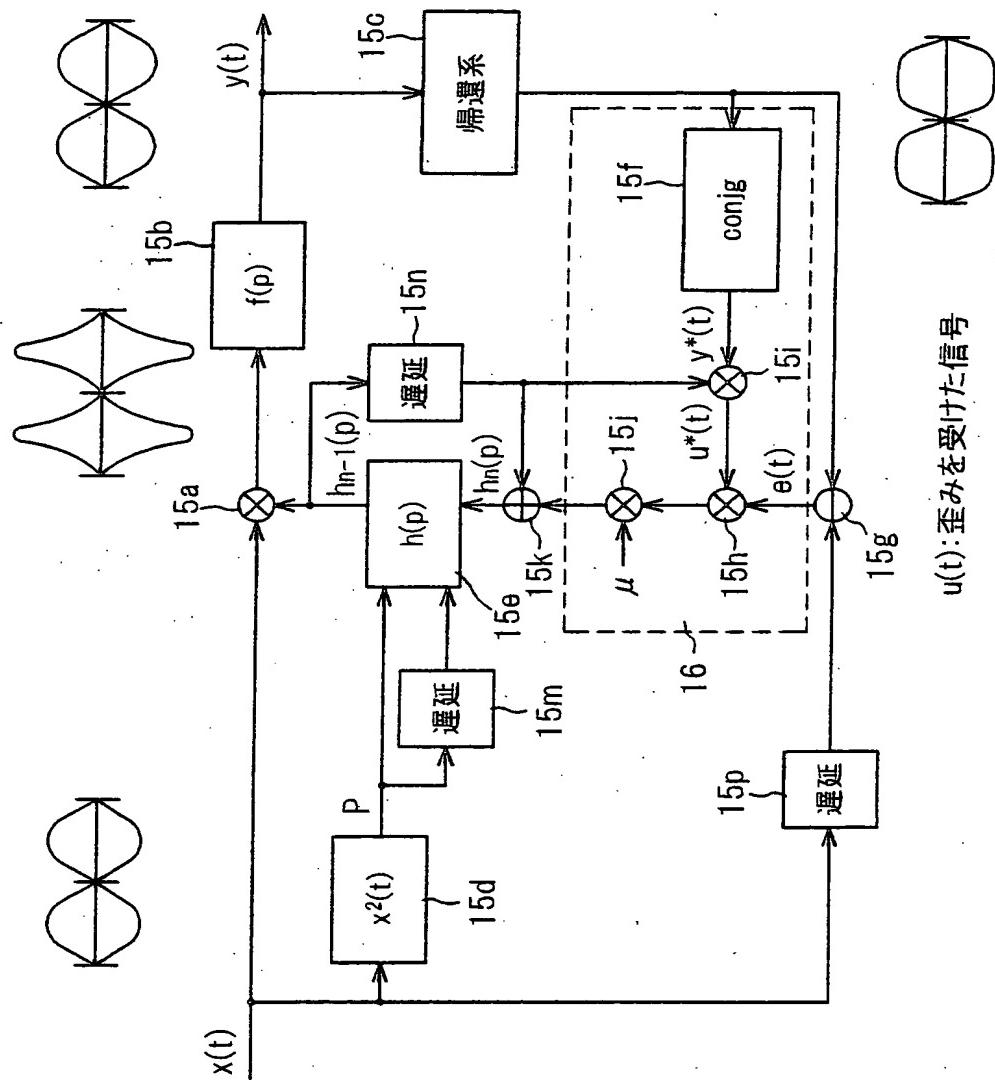
第24図



第25図

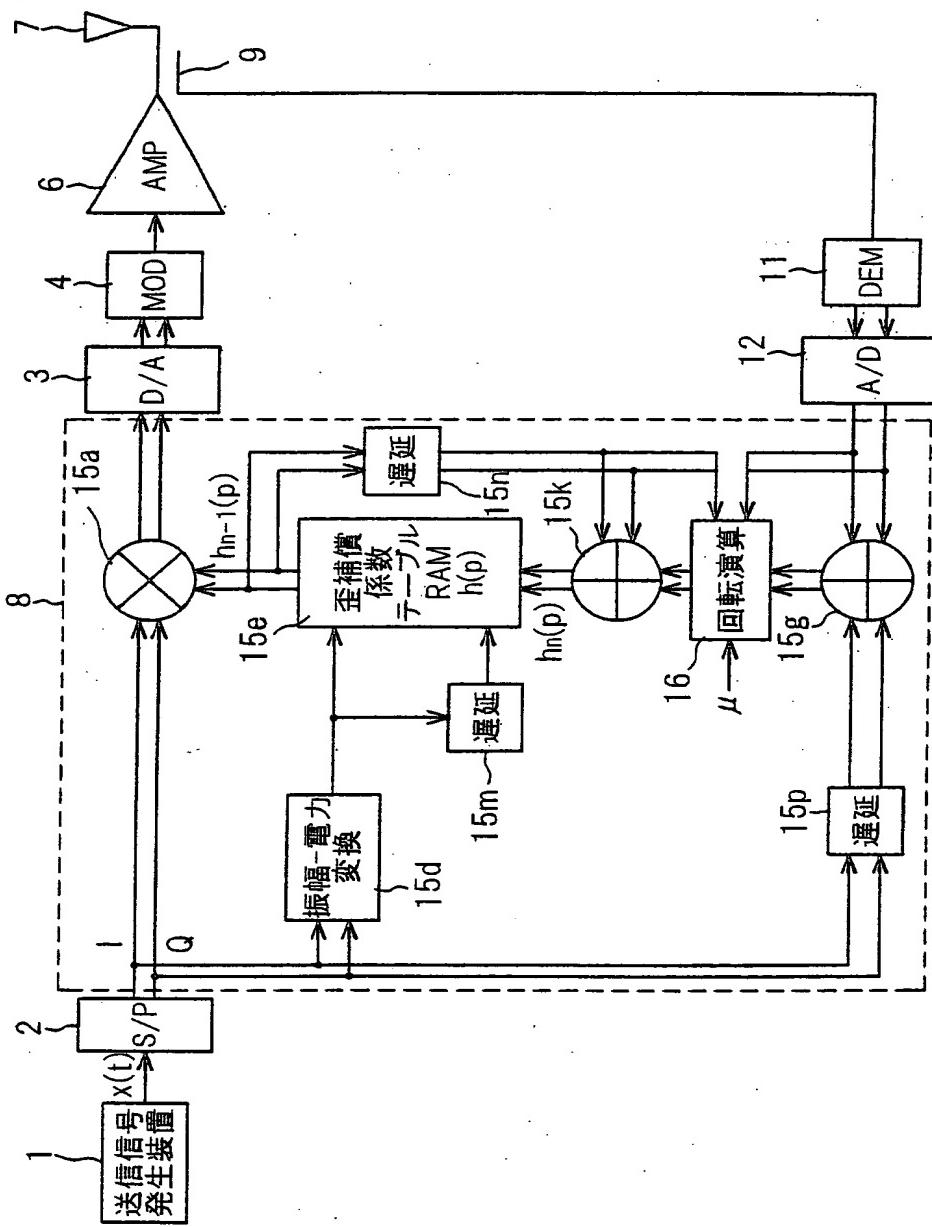


第26図



$u(t)$:歪みを受けた信号

第27図



25 / 25

第28図

